

1 9 6 4
Nr 3 (30)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGŁAD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI

ROK 4

WARSZAWA 1964

NR 3(30)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

Przewodniczący - mgr inż. Zenon Szpigler
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

inż. Edmund Janowski, prof. Stefan Jasiński,
mgr Kazimierz Kotowski, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Możejko

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji

Instytut Łączności

Ośrodek

Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drobik

Dział Wydawniczy OKW Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 430. Druk ukończono
we wrześniu 1964 r.

PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

Nadawcza technika telewizyjna

SPIS TREŚCI

Str.

T.M.J. Jaskolski: Problemy nadawczej techniki
telewizyjnej w zakresach fal decymetrowych -
Opracował S. Ogulewicz.

1

PROBLEMY NADAWCZEJ TECHNIKI TELEWIZYJNEJ
W ZAKRESACH FAŁ DECYMETROWYCH^{1/}

T.M.J. Jaskolski: Über Probleme der UHF-
-Fernsehsendertechnik. Rundfunktechnische
Mitteilungen 5/1961, s. 214-230.

H. Neuman, H. Wagenlehner: HF-Leistungsstu-
fen für Fernsehsender im Frequenzbereich
470 + 790 MHz. SEL-Nachrichten, 2/62, s. 85-
-91.

Współczesny rozwój sieci stacji telewizyjnych dużej mocy w zakresach IV i V wy-
sunął zagadnienie wyboru typów lamp nadawczych dużej mocy dla wzmacniaczy końco-
wych na pierwszy plan problematyki techniki fał decymetrowych w dziedzinie na-
dawczej.

Gorsze warunki propagacji w tych zakresach częstotliwości wymagają stosowania
odpowiednio większych mocy promieniowanych w porównaniu z zakresami I i III. Ce-
lem niniejszego artykułu jest więc dokonanie obiektywnego porównania zalet i wad
tych dwóch zasadniczo różniących się typów lamp, na gruncie podstawowych danych
eksploatacyjnych niektórych tetrod ultrakrótkofalowych i klistronów.

Omówiono specyfikę budowy obwodów rezonansowych w zakresach fał decymetrowych,
jak typowe filterpleksery, linie przesyłowe wielkiej częstotliwości i anteny dla
zakresów IV i V. Przytoczono niektóre wyniki doświadczeń przeprowadzonych na 10 kW
nadaajniku telewizyjnym /doświadczalnym/ V zakresu fał decymetrowych. Nadaajnik ten
dla celów doświadczalnych został włączony do eksploatacji w listopadzie 1957, na
radiostacji Crystal Palace w Londynie. W zakończeniu podano uwagi dotyczące dal-
szego rozwoju techniki nadawczej telewizyjnych zakresów IV i V oraz zalecenia
/Brytyjskiego Komitetu Doradczego dla Telewizji/ dla przyszłej sieci telewizyj-
nej zakresu fał decymetrowych.

^{1/} Na podstawie oryginału opracował S. Ogulewicz.

1. WSTEP

Wiele jest czynników wpływających na wielkość mocy promieniowanej osiągalnej w zakresie fal decymetrowych przy obecnym stanie rozwoju techniki. Problemy tej techniki można podzielić na następujące cztery grupy zagadnień:

- a/ lampy nadawcze dla wzmacniaczy dużej mocy /wzmacniaczy końcowych/,
- b/ technika fal decymetrowych przy konstrukcji obwodów wzmacniaczy wielkiej częstotliwości,
- c/ anteny i linie przesyłowe wielkiej częstotliwości,
- d/ filterpleksery /dipleksery obrazu i dźwięku oraz filtry wstęgi bocznej/.

2. LAMPY NADAWCZE DLA WZMACNIACZY MOCY /WZMACNIACZY KOŃCOWYCH/

2.1. Triody i tetrody

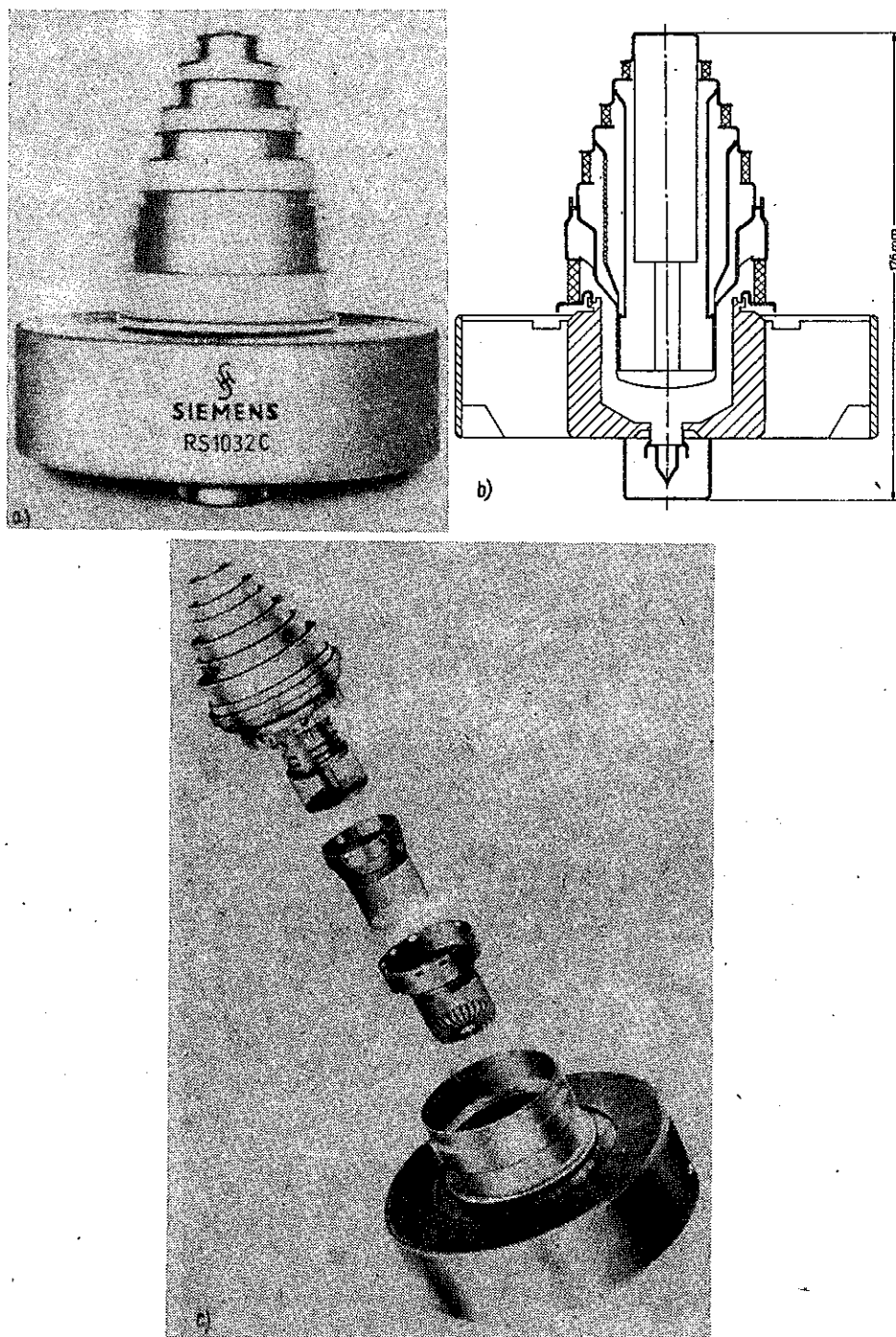
Ze względu na skutki skończonego czasu przelotu elektronów, występujące przy wyższych częstotliwościach w lampach typu triodowego i tetrodowego /jak np. w zakresie fal decymetrowych/, odstęp między elektrodami musi być wybierane z konieczności odpowiednio małe/ np. odległość siatka-katoda w tetrodzie RS 1032 C wynosi 0,57 mm/. Powstają problemy konstrukcyjne, które ze wzrostem mocy jeszcze bardziej nabierają znaczenia. Okazało

się, że trudności te w lampach o mocy wyjściowej do 10kW w zakresie fal decymetrowych w znacznym stopniu dały się przezwyciężyć przez zastosowanie w konstrukcjach elementów ceramicznych zamiast szklanych.

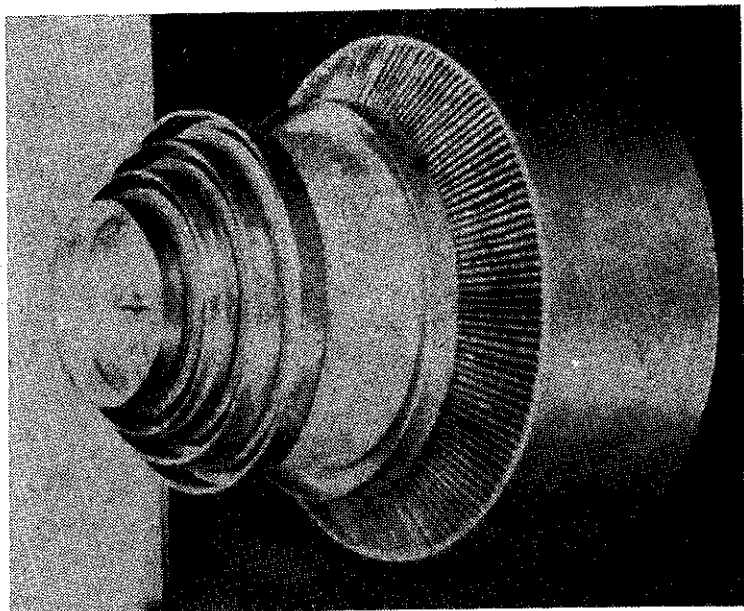
Części ceramiczne mają wyższą wytrzymałość i odporność na działanie temperatury, jak również większą wytrzymałość mechaniczną. Ponadto okazało się rzeczą niezbędną zastosowanie katod o dużej gęstości emisyjnej. Tak np. w przypadku katody wolframowej torowanej we wspomnianej już lampie RS 1032 C maksymalna gęstość emisji wynosi około 1 do 1,2 A/cm². Zachowanie wielkiej precyzji w budowie, konstrukcji i rozstawieniu elektrod, przy produkcji takich lamp, jest bardzo istotne. Lampy na zakresy fal decymetrowych są ogólnie biorąc wyposażone w dyskowe lub pierścieniowe wyprowadzenia elektrod o układzie koncentrycznym, dzięki czemu pasują do koncentrycznych układów rezonatorów węgkowych [1], [10], [22], [24], [25], [33]. Na rys. 1a i 1b pokazane są typowe małe tetrody, o mocy admysyjnej anod 500 W /oraz ich elementy konstrukcyjne/, przeznaczone do pracy w zakresach IV i V, wymagające napięć anodowych do około 1000 V. Na rys. 2 i 3 pokazano fotografie i szkice przedstawiające wewnętrzne elementy konstrukcyjne tetrod o mocy wyjściowej rzędu 10 kW. Mece wyjściowe powyżej 10 kW dają się uzyskać przy użyciu innych typów lamp /rys. 4/, gdzie oddzielne zespoły elektrod zmontowane są we wspólnej bańce próżniowej, tworząc w ten sposób lampę o wielu katodach /multikatedową/ [2], [3]. W tabl. 1 zestawione wybrane dane eksploatacyjne lamp o mocy admysyjnej ano-



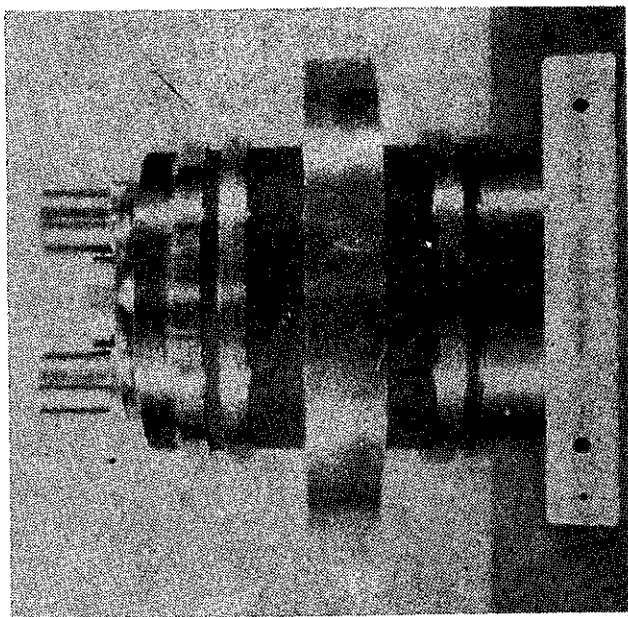
Rys. 1. Tetroda typu E 2248 /Marconi-Osram Valve Co. Ltd./:
a/ widok ogólny, b/ elementy konstrukcyjne



Rys. 2. Tetroda typu RS 1032 C /S&H AG/: a/ widok ogólny, b/ przekrój, c/ elementy konstrukcyjne



Rys. 3. Tetroda typu A 2545 A /RCA/ /maksymalna
długość 156 mm, maksymalna średnica 141 mm/



Rys. 4. Wielokotłowa tetroda typu A 2335 C/RCA/
/maks. długość 330 mm, maks. średnica 204 mm/

T a b l i c a 1

Zestawienie wybranych parametrów eksploatacyjnych niektórych tetrod i triod ultrakrótkofalowych

Typ lampy i rodzaj pracy /układ uzimionej siatki/	Maks. czę- stli- wość	Czę- ste- stli- wość pracy	Moc wyj- ściowa przy maks. często- tliwości	Moc wyj- ściowa w.cz. stop- nia wzbu- dzają- cego	Zysk mocy	Sze- ro- kość pas- ma pracy -3 dB	Moc admi- nynal- na anody	Napię- cie anodowe	Prąd anodowy	Spraw- ność	Maksymalna	
	MHz	MHz	W	W	dB	MHz	W	V	A	%	śred- nica	długość
6181 /tetroda/ Poziom synchr.	900	900	1200	200	7,8	8	2000	1800	1,7	39,3	128	184
Poziom czerni		900	675	115	7,7	8		1800	1,3	28,9		
RS 1052 C/tetr./	960						3500				96	136
Poz. synchr.		790	2200	400	7,4	10		3100	1,6	44,2		
Poz. gaszenia		790	1320			10		3100	1,3	32,8		
Poz. synchr.		600	2500	350	8,6	10		3100	1,6	50,4		
Poz. gaszenia		600	1500			10		3100	1,3	37,2		
RS 1032 C/tetr./	960						10000				159	180
Poz. synchr.		790	10000	800	11	10		4900	3,8	53,8		
Poz. gaszenia		790	6000			10		4900	3,0	40,8		
Poz. synchr.		600	11000	700	12	10		4900	3,8	59,0		
Poz. gaszenia		600	6600			10		4900	3,0	44,9		
A 2335 C/trioda/	1000						10000				204	330
Poz. synchr.		550	75000	3100	13,8	11		9500	19,2	141,2		
Poz. gaszenia		550	42500	1500	14,5	11		9500	14,4	31,1		

U w a g i :

1. Lampa A 2335 C jest triodą wielokatodową z chłodzeniem wodnym.
2. Podana szerokość pasma dla lamp RS 1052 C i RS 1032 C jest osiągana za pomocą filtru dwu-obwodowego na wyjściu stopnia pracującego w klasie B, modulacja sygnałem telewizyjnym wg standardu CCIR.
3. Dane dotyczące poziomu gaszenia obejmują wmieszane impulsy synchronizujące.
4. Współczynnik sprawności jest obliczony jako stosunek całkowitej mocy w.cz. oddawanej do sztucznej anteny do mocy zasilania obwodu anodowego.
5. Moc w.cz. stopnia wzбудzającego obejmuje straty obwodów i moc przenoszoną do obwodu anodowego stopnia wzбудzanego /układ uzimionej siatki/.
6. Podana /w dB/ wartość zysku mocy jest obliczona jako stosunek całkowitej mocy w.cz. oddawanej do sztucznej anteny do całkowitej mocy wyjściowej w.cz. stopnia wzбудzającego.
7. Dane lamp 6181 i A 2335 C odnoszą się do pracy w klasie B przy modulacji sygnałem telewizyjnym wg standardu FCC.

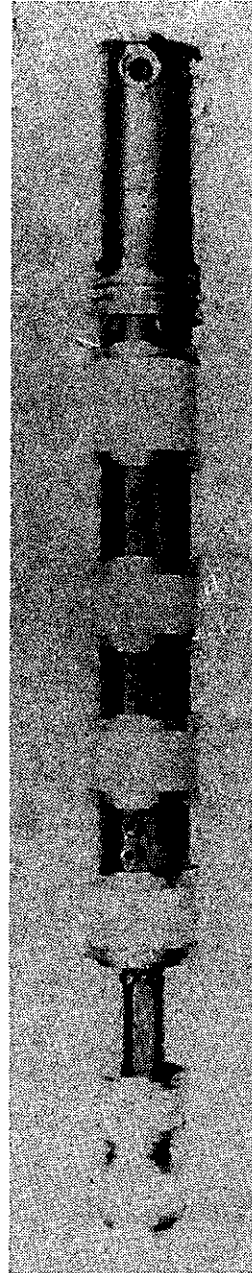
dowej większej od 1 kW, odpowiadające ultrakrótkofalowemu zakresowi telewizyjnemu.

2.2. Klistrony

Problemy wzmocnienia mocy w zakresie fal ultrakrótkich znajdują całkowicie odmienne rozwiązanie w klistronie, lampie z modulacją szybkości przeletu elektronów, w której zjawisko czasu przeletu zostało wykorzystane jako użyteczne [4], [5], [6], [7], [8], [9], [23], [24], [25], [26]. W zakresie fal decymetrowych klistrony, wykorzystywane dla celów telewizji /zakresy IV i V/ są obecnie stosowane do mocy wyjściowych rzędu 2 i 10 kW. Niemniej istnieją już możliwości uzyskania, w nowych modelach, mocy wyjściowych rzędu 20 kW [34]. Nie ma wątpliwości, że w miarę wzrostu wymagań rynkowych klistrony rozwinięte zostaną z istniejących typów do mocy 50 kW, która już jest osiągnięta w sąsiadujących zakresach częstotliwości /rys. 5/. Koszt wyprodukowania klistronu jest większy aniżeli tetrody. Ważniejszą rzeczą jest jednak oszacowanie kosztów jednej godziny eksploatacyjnej. Koszty te zależą od przeciętnego czasu pracy /czasu życia/, o którym w chwili obecnej informacje są nie wystarczające. Jeśli jednak uwzględni się wszystkie czynniki, które w dalszym ciągu będą szczegółowo wyliczone, wydaje się, że zastosowany klistron w 10 kW nadajniku nie ustępuje lampie typu tetrodowego. Przy wyższych mocach wyjściowych, rzędu około 25 kW, klistron niewątpliwie powinien okazać się bardziej ekonomiczny i pewniejszy od tetrody.

W tablicy 2 zestawione są wybrane parametry eksploatacyjne klistronów z zewnętrznymi, strojonymi rezonatorami wnikowymi.

Trójwnękowy klistron dla potrzeb telewizji charakteryzuje się wzmocnieniem mocy rzędu 100 przy pracy szerokopasmowej. Klistrony czterównękowe dają większe szerokości pasma zgodnie z wymaganiami standardu telewizji 625-liniowej, przy czym pozwalają uzyskać wzmocnienie mocy jeszcze o jeden rząd wielkości większe. Tym sposobem zastosowanie wzmacniacza klistronowego umożliwia zaoszczędzenie przynajmniej jednego, a nawet dwóch stopni wzmocnienia średniej mocy. Oszczędność ta jest w pewnym stopniu wynikiem stosowania wyższych napięć anodowych w klistronie, aniżeli w tetrodzie o podobnej mocy wyjściowej. Sprawność klistronu przy maksymalnej mocy jest tego samego rzędu co tetrody. Ponieważ jednak moc doprowadzona do strumienia elektronów w czasie cyklu modulacji jest stała, wynika stąd, że średni współczynnik sprawności



Rys. 5. Klistron typu 4 KM 170000 LA na zakres 300 do 500 MHz /Eitel-McCullough Inc/

T a b l i c a 2

Niektóre parametry eksploatacyjne wybranych typów klistrzów ultrakrótkofalowych

Typ lampy i rodzaj pracy	Zakres częstotliwości	Częstotliwość pracy	Moc wyjściowa w.cz.	Moc wzbudzenia w.cz.	Zysk mocy	Napięcie wia-ki	Prąd wia-ki	Sprężyność wia-ki	Mikroper-weanoja	Wymiary gabarytowe		Uwagi:
	MHz	MHz	W	W	dB	V	A	%		długość mm	średnica mm	
4 KM 3000 IQ	710-									1150	137	Kolektor opóźniający 4500 V
Wiąskopasemowa praca	-985	900	2150	4	27	9000	0,58	50	0,68			
3 K 50000 LP	570-720									1229	130	
Poz. synchron.		640	12000	55	23,4	17200	2,15	32,4	0,96			
Poz. gaszenia		640	7200	33	23,4	17200	2,15	19,5	0,96			Standard 405-11-niowy Standard 625-11-niowy CCIR
Poz. bieli		654,25	10000	40	24	16300	1,96	31,3	0,96			
Poz. synchr.		654,25	10000	70	23,2	16600	1,8	33,2	0,85			
4 KM 50000 LA	400-610									1689	130	
Poz. synchr.		495,25	10000	3	35	17000	1,8	32,8	0,77			
4 KM 100 LA	470-610									1565	254	
Poz. synchr.		550	26400	20	31	16000	3,82	43	1,89			

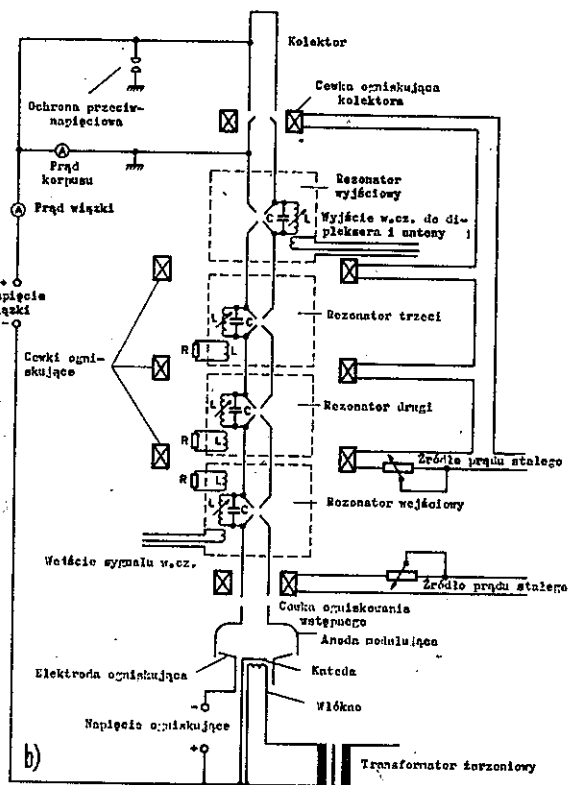
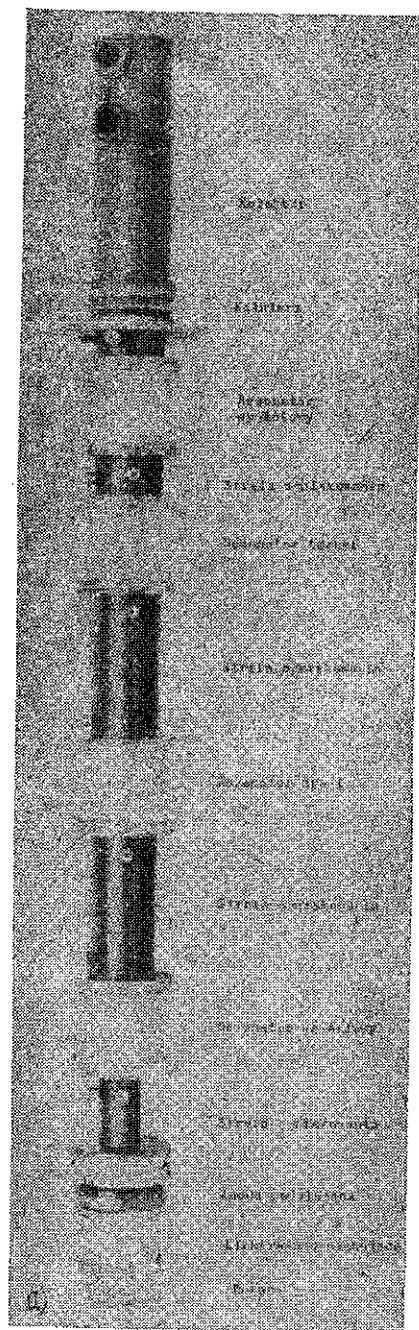
U w a g i :

1. Dane klistrzów 3 K 50000 LP na podstawie pomiarów przeprowadzonych przy doświadczalnej eksploatacji nadajnika BBC Crystal Palace.
2. Dane klistrzów 4 KM 50000 LA na podstawie pomiarów przeprowadzonych na nadajniku Haardt Kopf /SWF/.

klistrz jest mniejszy niż tetrody [10].

Wzmacniacze klistrzowe są już dość szeroko omówione w literaturze [9], [23], w niniejszym więc artykule będą podane tylko pewne dane dotyczące nowego klistrza czterownikowego.

Na rysunku 6 pokazano zdjęcie i uproszczony schemat typowego wzmacniacza z klistrzem czterownikowym. Ten nowy klistrz jest, abstrahując od zmian w wymiarach, zaopatrzony w getter pompujący z włókna tytanowego, w okna ceramiczne z ceramiki berylowej i katodę maciejącą,



Rys. 6. Wzmacniacz klistronowy:
 a/ klistron typu 4 KM 50000 LF
 /Eitel-McCullough Inc/ /maks.
 długość 1,53 m/, b/ wzmacniacz
 przedstawiony schematycznie

które poprawiają warunki eksploatacyjne i zwiększają trwałość lampy w V zakresie telewizyjnym.

Obwody LC przedstawiają schematy zastępcze poszczególnych wnęk. Zmiana objętości wnęki, realizowana za pomocą ślizgowo przesuwanych ścian, powoduje zmianę skutecznej indukcyjności i służy do strojenia wnęk. Wiązka elektronów jest emitowana przez pośrednio żarzoną katodę i stabilizowana w odpowiedni sposób przy użyciu elektrody ogniskującej elektrostatycznie /kilkaset woltów poniżej potencjału katody/, cewki ogniskującej i trzech głównych cewek ogniskujących. Cewka ogniskująca kolektora powoduje koncentrację wiązki na wejściu kolektora, w którym reszta energii elektronów, nie wykorzystana w postaci energii wielkiej częstotliwości w wyjściowym rezonatorze, oddawana jest w postaci ciepła odprowadzanego za pośrednictwem wody chłodzącej.

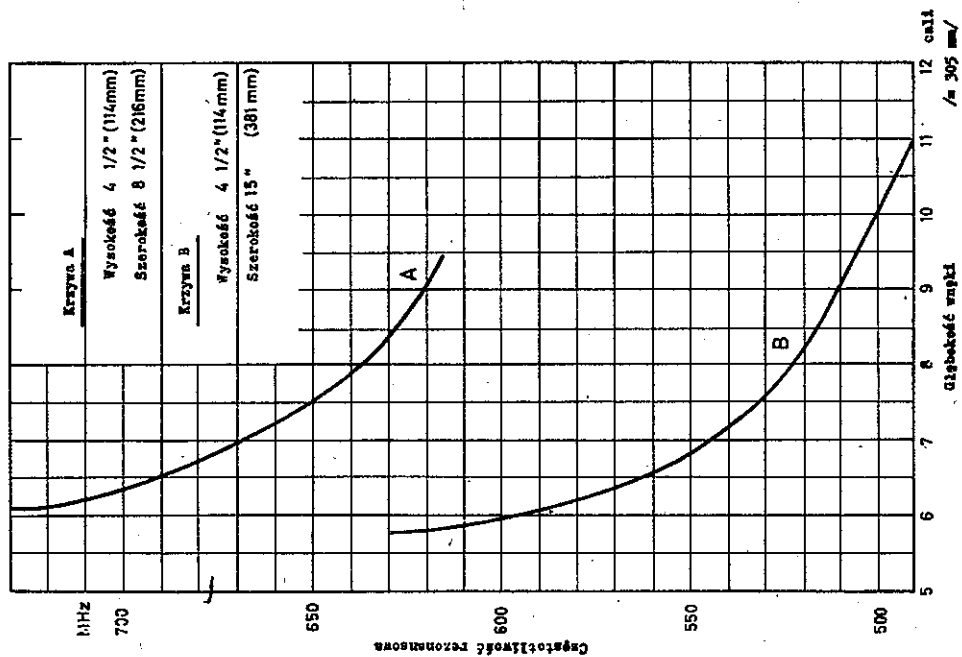
Obwody LR w trzech pierwszych rezonatorach są tłumione za pomocą oporności dołączonych na zewnątrz. Jest to niezbędny środek stosowany dodatkowo oprócz wzajemnego przesunięcia częstotliwości rezonansowych tych obwodów w celu uzyskania szerokości pasma wymaganej przez sygnał telewizyjny. Rezonator wyjściowy jest tłumiony w sposób dostateczny przez dopasowaną impedancję linii antenowej. Anoda modulacyjna /uziemiona zazwyczaj poprzez dużą oporność/ stanowi skuteczne zabezpieczenie przed rezultatami przeciążenia powodowanego przez wewnętrzne przebicia napięcia. Wzrost prądu wiązki elektronów wytwarza na oporności anody modulacyjnej ujemne napięcie, które ogranicza prąd wiązki w sposób automatyczny. Kolektor nie jest

uziemiony bezpośrednio, a przez małą oporność miernika prądu i przekaźnika, podczas gdy katoda, grzejnik i elektroda ogniskująca utrzymywane są na wysokim potencjale ujemnym /względem ziemi/. Z tego powodu transformator żarzeniowy musi być izolowany dla wysokiego napięcia pracy /około 15 do 18 kV/, chociaż samo napięcie żarzenia wynosi tylko około 40 V.

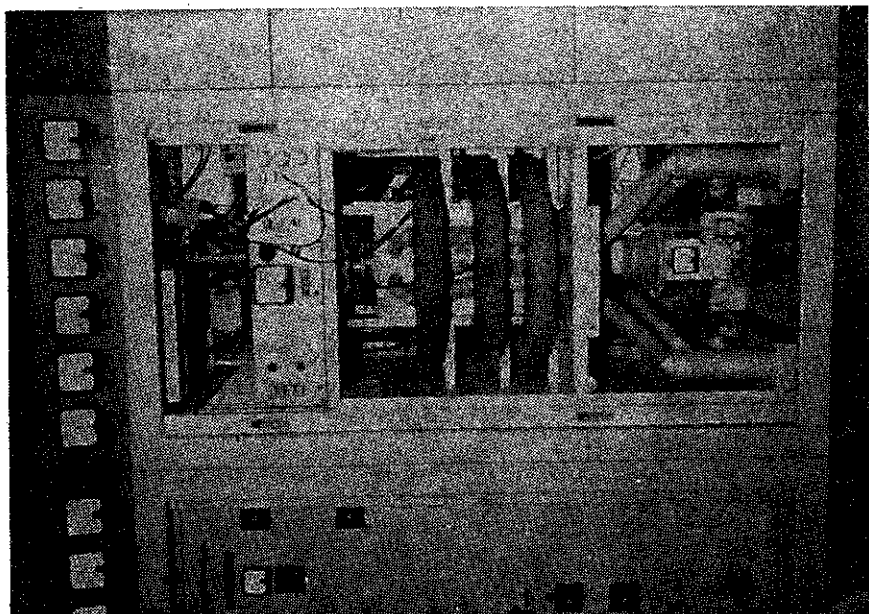
Stwierdzono, że wzmacniacz klistronowy o prawidłowo dobranych napięciach roboczych, zestrojony oraz obciążony do uzyskania właściwej mocy wyjściowej i charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej, charakteryzuje się małym prądem upływu do korpusu /"body current"/, który to prąd jest dobrym wskaźnikiem normalnej pracy klistronu z wystarczającym zogniskowaniem wiązki. W takich warunkach prąd rezonatora pochodzący od elektronów, które nie trafiły do kolektora, natomiast są przechwytywane przez ściany rezonatora, nie przekracza małego ułamka /około 5%/ prądu wiązki.

Na rysunku 7 są przedstawione obwody magnetyczne i rezonatory trójkątowego wzmacniacza klistronowego umieszczonego w szafie nadajnika, z której zdjęto płytę frontową. Na rys. 8 pokazano zakres strojenia rezonatora tego wzmacniacza, a na rys. 9 wykres gęstości strumienia magnetycznego wzdłuż osi klistronu.

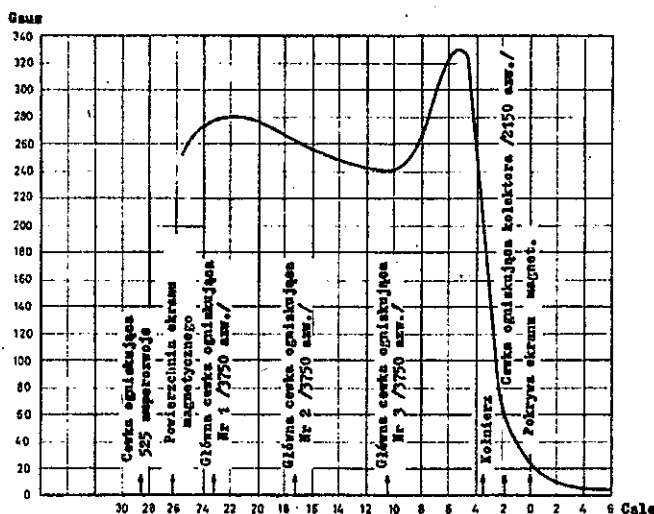
Obliczenia rezonatorów dokonuje się na podstawie dość skomplikowanej teorii. Jednak z wystarczającym przybliżeniem można je obliczyć z indukcyjności i pojemności, jeśli rezonator traktuje się jako toroid jednozwojowy z pojemnością określoną przez wielkość szczeliny pomiędzy



Rys. 8. Zakres strojenia klustronu



Rys. 7. Klustron trójwójkowy w szafie nadajnika /BUC/

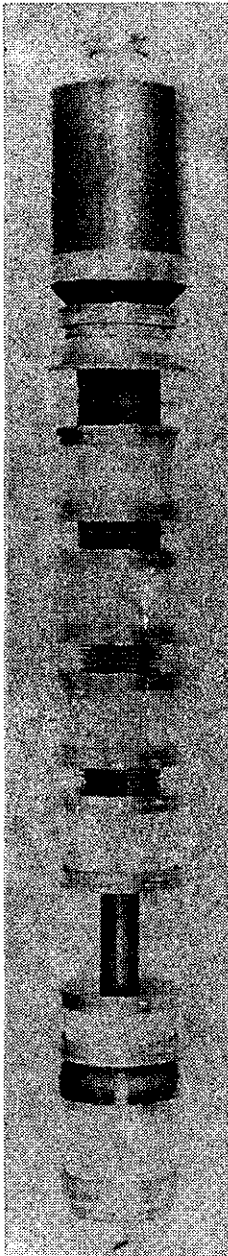


Rys. 9. Przebieg natężenia strumienia magnetycznego wzdłuż osi klustronu

sąsiednimi metalowymi odcinkami korpusu klustronu. Wysokość wnęk jest określona przez wysokość okien ceramicznych. Przed ostatecznym zwymiarowaniem opracowywanego klustronu zbudowane zostały uprzednio i pomierzone wnęki poszczególnych rezonatorów.

2.2.1. Kolektor opóźniający

Jak dalece zastosowanie kolektora opóźniającego do klustronu w nadajniku może poprawić ogólny współczynnik sprawności nie jest jeszcze rozstrzygnięte. Klustrony tego typu charakteryzują się tym, że kolektor utrzymywany jest na dość wysokim potencjale ujemnym /np. połowa potencjału katody/ zamiast jak w zwykłym przypadku na



Rys. 10. Klistron typu
4 KM 3000 IQ /Eitel-
McCullough Inc/ z ko-
lektorem opóźniającym
/maks. długość 1150 mm,
maks. średnica 130 mm/

potencjału ziemi /lub w pobliżu poten-
cjału ziemi/. Technika ta umożliwia wy-
korzystanie klistronów małej mocy z po-
prawioną sprawnością w warunkach wzmac-
niacza szerokopasmowego poniżej poziomu
nasycenia, gdzie zresztą zbyt wysoka
impedancja wiązki nie zapewnia wystar-
czającego tłumienia. Technika ta po-
prawiałaby także współczynnik sprawności
klistronu przy dużym wysterowaniu. Jed-
nak metoda ta wymaga kosztownych badań,
dość skomplikowanej konstrukcji kolek-
tora i jest związana z dodatkowym źród-
łem zasilającym. Typowym przykładem
jest 2 kW klistron typu 4 KM 3000 IQ
/rys. 10 i tabl. 2/.

Opracowanie klistronu dużej mocy z
kolektorem hamującym stanowi obecnie
przedmiot badań laboratoriów dążących
do dalszej poprawy pozycji klistronu w
jego współzawodnictwie z tetrodą, aby
móc przekazać do eksploatacji klistron
już z poprawionym średnim współczynn-
kiem sprawności 26 .

2.3. Porównanie tetrod ultrakrótkofa- lowych i klistronów

Poniżej będzie przeprowadzone w moż-
liwie obiektywny sposób porównanie wła-
ściwości tetrod i klistronów.

Względne zalety i wady tetrod i klustronów przystosowanych do pracy w telewizyjnych zakresach fal decymetrowych i przy wyjściowych mocach nadajników rzędu 10 kW mogą być zestawione następująco:

2.3.1. Tetrody

Z a l e t y

- a/ pokrycie obu zakresów IV i V za pomocą jednego tylko typu lampy;
- b/ zwarta budowa i mniejsze wymiary;
- c/ stosunkowo mniejsze wymiary nadajników tetrodowych /szczególnie ważne przy ograniczonej kubaturze, jak np. w przypadku ustawiania nadajników na wieżach/;
- d/ szybsza i stosunkowo łatwiejsza wymiana lampy;
- e/ stosunkowo niższa cena lampy;
- f/ brak potrzeby chłodzenia wodą aż do szczytowej mocy /impulsów synchronizujących/ 10 kW /odpowiada to mocy ciągłej 6 kW/;
- g/ stosunkowo niskie napięcie anodowe;
- h/ stosunkowo wysoki średni współczynnik sprawności /szczególnie w przypadku modulacji negatywowej^{1/}.

^{1/} W ogólnych kosztach eksploatacji nadajnika współczynnik sprawności nie odgrywa istotnej roli. /W pewnym zakresie jego wartości/.

W a d y

a/ w porównaniu z klistronem^{1/} krótszy spodziewany czas życia;

b/ gorsza liniowość wzmocnienia /szczególnie przy modulacji negatywowej, gdzie ujawnia się wpływ zagięcia w dolnej części charakterystyki tetrody/;

c/ mniejszy zysk mocy, a zatem wymagana większa moc wzbudzenia;

d/ mniejsza osiągalna moc szczytowa przy modulacji pozytywowej aniżeli przy negatywowej.

2.3.2. Klistrony

Z a l e t y

a/ bardziej nie ulegający zmianom /"sztywny"/ pod względem elektrycznym z uwagi na większe odległości wewnętrzne elektrod;

b/ spodziewana dłuższa żywotność /bardzo istotna cecha szczególnie dla stacji pracujących częściowo lub całkowicie bez obsługi/;

c/ dobra liniowość wzmocnienia /szczególnie ważna w przypadku modulacji negatywowej, gdy z powodu górnego zakrzywienia charakterystyki klistronu ulegają deforma-

^{1/} Należy dodać, że dotychczas brak jest wystarczających danych statystycznych odnośnie żywotności zarówno klistronów, jak i tetrod w zakresie telewizyjnym fal decymetrowych.

cji tylko impulsy synchronizujące;

d/ w przybliżeniu jednakowa wielkość osiągalnej mocy szczytowej zarówno przy modulacji negatywowej, jak i pozytywowej;

e/ mniejsza liczba stopni wzбудzających osiągnana dzięki większemu wzmocnieniu mocy /w związku z tym oszczędność kosztów i większa niezawodność eksploatacyjna/;

f/ łatwość modulacji częstotliwości pośredniej w przedostatnim stopniu z możliwością zastosowania układu filtracji wstęgi bocznej na małym poziomie mocy /odnosi się to szczególnie do modulacji negatywowej, przy której niepożądane produkty nieliniowego wzmocnienia będą wytwarzane tylko w okresie nadawania impulsów synchronizujących/;

g/ brak sprzężenia zwrotnego pomiędzy stosunkowo daleko rozstawionymi rezonatorami wzmacniacza;

h/ brak składowych o częstotliwościach sygnału wizyjnego w stałym prądzie zasilającym wiązki; w związku z tym odpada konieczność stosowania układów filtracyjnych o stałej impedancji dla źródła wysokiego napięcia;

i/ brak potrzeby stosowania kondensatorów odsprężających w źródłach zasilających;

j/ istotna przewaga nad tetrodą co do możliwości uzyskania większych mocy /powyżej 10 kW na lampę w zakresach fal decymetrowych/.

W a d y

a/ wyższa cena jednostkowa /w kosztach liczących na

jedną godzinę eksploatacji wada ta zostanie skompenso-
wana, jeśli rzeczywista lub gwarantowana żywotność kli-
stronu będzie większa aniżeli tetrody/;

b/ konieczność chłodzenia wodą /dotychczas brak jest
ofert na klistrony 10 kW ze sztucznym chłodzeniem po-
wietrznym, jakkolwiek w tym kierunku skierowany jest wy-
silek nowych opracowań/;

e/ dłuższy czas wymiany, także w przypadku, gdy kli-
stron rezerwowy jest przygotowany z dostrojonymi rezona-
torami i wyregulowanymi obwodami magnetycznymi /co pod-
wyższa koszty inwestycyjne i eksploatacyjne/. Ta wada
nie jest jednak istotna, ponieważ klistrz sygnalizuje
koniec swojego "życia" przez stopniowy spadek mocy, wo-
bec czego nie zachodzi bezwarunkowa potrzeba wymiany lam-
py w czasie trwania programu. Prawdopodobieństwo nagie-
go uszkodzenia tetrody jest, jak wykazują doświadczenia,
znacznie większe wskutek możliwości powstawania zwarć
przy małych odległościach międzyelektrodowych;

d/ większe wymiary i ciężar klistronu, jak również ob-
wodów magnetycznych i rezonatorów wnękowych;

e/ w chwili obecnej oferowane są dwa typy klistrzów
niezbędnych do pokrycia obu zakresów IV i V /prowadzone
są prace nad budową klistronu, który by pokrył zakres IV
i część V/ [26];

f/ konieczność stosowania stosunkowo wysokiej warto-
ści napięcia przyspieszającego wiązki;

g/ wysokie koszty obwodów ogniskujących magnetycznie,

obwodów rezonansowych i źródła zasilającego wysokiego napięcia, częściowo skompensowane przez oszczędność jednego lub dwóch stopni wzbudzających i ich źródeł zasilających;

h/ stosunkowo mała wartość średniego współczynnika sprawności.

3. TECHNIKA FAL DECYMETROWYCH PRZY KONSTRUKCJI WZMACNIACZY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Ani metoda skupionych elementów LC, ani uproszczona forma techniki ultrakrótkofalowej, jaka jest stosowana w zakresach I i III, gdzie jednozwojowe cewki zamknięte są na pojemności międzyelektrodowe lamp, nie dadzą się zastosować, gdy długość fali spada do 60, a nawet do 30 cm. Znacząca część długości fali odkłada się wówczas na wewnętrznych indukcyjnościach i pojemnościach lampy, zatem najbardziej odpowiednią formą obwodu strojonego jest krótki odcinek linii koncentrycznej, o długości ćwierci lub trzech czwartych fali. Ten koncentryczny odcinek linii stanowi w końcu formę rezonatora wnękowego.

Poniżej będą zestawione niektóre interesujące punkty tej techniki. Podstawka lampowa stanowi integralną część konstrukcji obwodu wnękowego. Kondensatory blokujące wielkiej częstotliwości przyjmują w ogólności formę płaskich pierścieni mikowych z nałożonymi obustronnie elektrodami srebrnymi. Wykonanie takie pozwala uniknąć dielektrycznej warstwy powietrza między miką i

elementami rezonatora. Kondensatory tego typu tworzą naturalnie drogę o minimalnej impedancji dla prądów wielkiej częstotliwości, stanowiąc jednocześnie izolację dla wysokich napięć zasilających.

Śprężenia doprowadzające i odprowadzające z obwodów energii wielkiej częstotliwości mogą przyjmować postać małych pętli, bądź też częściej sond pojemnościowych. Każda lampa łącznie z jej rezonatorami wejściowym i wyjściowym tworzy niezależną pod względem mechanicznym jednostkę, która jest łączona z innymi jednostkami za pomocą kabli koncentrycznych. Metoda ta umożliwia dołączenie stopni o wzrastającej mocy, tak że można stosownie do potrzeb zestawiać nadajniki o stopniowanym poziomie mocy wyjściowej.

3.1. Obwód anodowy

Jak już wspomniano, dla częstotliwości o których mowa, zarówno lampa, jak też i jej zewnętrzne obwody strojenkowe muszą być traktowane jako jedna całość; jest zatem rzeczą niezbędną, aby obwód zewnętrzny był dopasowany do lampy tak pod względem jego "geometrii", jak i oporności urojonych. Ponieważ obwód zewnętrzny, w miarę wzrostu częstotliwości, stanowi coraz mniejszą część ogólnej indukcyjności obwodu rezonansowego, zatem całkowite straty obwodu tylko w niewielkim stopniu dają się zredukować przez powiększanie dobroci obwodu zewnętrznego; straty te są zasadniczo warunkowane przez samą lampę i oporności styków.

Mając powyższe na względzie opracowywane są obecnie rezonatory różniące się dość znacznie od stosowanych dotychczas. Przykładem takiego rozwiązania może być konstrukcja opracowana przez zachodnioniemiecką firmę SEL /Standard Elektrik Lorenz AG/.

Wewnętrzny przewód obwodu anodowego przedstawia sobą prostopadłościan o przekroju kwadratowym. Przy mniejszych mocach stosunkowo małe wymiary lamp, np. QEL 1/150 lub TBL 2/500, pozwalają na to, aby lampa łącznie z radiatorem anody mogła się zmieścić w otworze wewnętrznego przewodu linii. Płyta zamykająca ten przewód połączona jest z anodą lampy poprzez pierścień sprężyn kontaktowych i kondensator blokujący, wykonany w formie pierścieniowej. Siatka sterująca, a w tetrodach siatka ekranująca, połączona jest za pomocą sprężyn kontaktowych z przeciwlegle umieszczoną płytą, zamykającą zewnętrzny przewód linii anodowej. Na dwóch przeciwległych ścianach przewodu wewnętrznego znajdują się obrotowo zamocowane skrzydełka strojeniowe, których zewnętrzne krawędzie wyposażone w sprężyny kontaktowe ślizgają się po cylindrycznych powierzchniach przewodu zewnętrznego. W czasie strojenia obwodu oba skrzydełka są obracane za pomocą wspólnego napędu symetrycznie i przeciwbieżnie.

Przy zastosowaniu lamp o większym przekroju radiatora anodowego /np. tetrody QBL 3,5/2000 lub RS 1032 C/ połączenie jest odwrotne: anoda znajduje się na potencjale przewodu zewnętrznego a siatka ekranująca połączona jest do przewodu wewnętrznego. Radiator anody wystający na zewnątrz strojonej wnęki obwodu otoczony jest

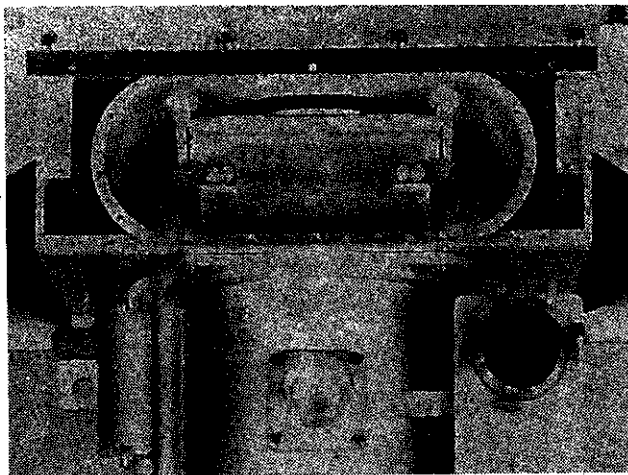
skrzynką ekranującą służącą ponadto do prowadzenia strumienia powietrza chłodzącego. Częstotliwość własna przestrzeni ograniczonej ekranem leży poza zakresem częstotliwości pracy tak, aby nie zachodziły niepożądane wzbudzenia ani absorpcja mocy.

Widok anodowego obwodu liniowego wzmacniacza mocy z lampą RS 1032 C podany jest przykładowo na rys. 11.

W celu zmniejszenia do minimum wpływów zmian termicznych na charakterystyki częstotliwościowe/ w szczególności przy stopniach końcowych/ przewody wewnętrzne i skrzydełka strojeniowe obwodów anodowych wykonywane są ze stali, a powierzchnie ich są srebrzone.

Zasada działania obwodu anodowego tego typu może być wyjaśniona, jeśli wyobrazimy sobie obwód, w którym przewód zewnętrzny otacza pole magnetyczne zamykające się poprzez cztery równoległe połączone pętle; częściowo zwarte przez przewód zewnętrzny i utworzone dalej z przewodnika płaskiego, które są obciążone opornością urojoną międzyelektrodowej przestrzeni lampy. Dwie z tych pętli umieszczone przeciwległe tworzą indukcyjność stałą, dwie pozostałe usytuowane ortogonalnie stanowią zmienną oporność indukcyjną /zmiany długości przewodu i oporności falowej/. Całość rezonatora może być porównana w zasadzie do układu koncentrycznego.

W stosowanych rozwiązaniach rezonatory koncentryczne wykonywane są zazwyczaj w taki sposób, że obwód anodowy otacza obwód siatkowy. Powstają w związku z tym trudności wyprowadzenia napędów strojeniowych, sposobu dołączenia obwodu wtórnego, którego obecność jest wymagana w



Rys. 11. Obwód anodowy liniowego wzmacniacza końcowego

układach wzmacniaczy przebiegów modulowanych oraz kłopoty związane z montażem i demontażem obwodów dla celów konserwacji.

Omówiony powyżej typ konstrukcji obwodu rezonansowego ma następujące zalety:

- a/ ciągłość przestrajania w całym zakresie częstotliwości przy użyciu dość prostych napędów,
- b/ małe wymiary gabarytowe,
- c/ łatwa dostępność i wygodna wymiana lampy.

3.2. Obwód wtórny

W celu osiągnięcia wymaganej szerokości pasma energii wielkiej częstotliwości czerpana jest nie bezpośred-

nie z obwodu anodowego, a za pośrednictwem obwodu wtórnego. Obwód ten stanowi pojemnościowo obciążony ćwierćfalowy rezonator koncentryczny o okrągłym przekroju przewodu wewnętrznego i kwadratowym przekroju przewodu zewnętrznego. Obwód wtórny i pierwotny tworzą jeden zespół konstrukcyjny.

Strojenie obwodu odbywa się przez zmiany długości przewodu wewnętrznego. Poprzez szczelinę umieszczoną we wspólnej ścianie obu obwodów pierwotnego i wtórnego następuje sprzężenie, które może być regulowane za pomocą zmian światła szczeliny dokonywanych odpowiednią przesłoną. Sprzężenie wyjścia wtórnego obwodu odbywa się za pomocą obrotowej pętli indukcyjnej, której wolny ruchomy koniec zamyka się do masy przez pojemność. Pętla jest tak umieszczona w przestrzeni między przewodami wewnętrznym i zewnętrznym, że gwarantuje osiągnięcie sprzężenia optymalnego w całym zakresie częstotliwości pracy.

3.3. Obwód siatka ekranująca - siatka czynna

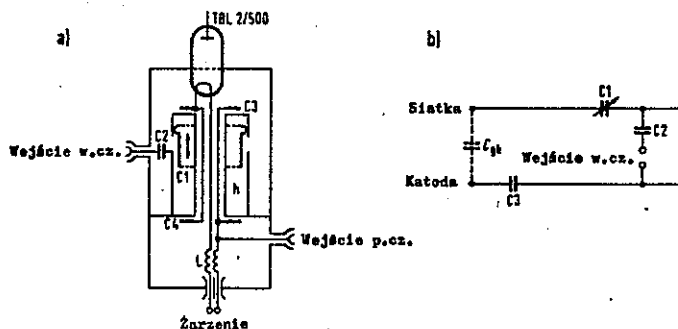
Teoretycznie układ wzmacniacza z uziemioną siatką z lampą typu tetrodowego wymaga doskonałego zwarcia pomiędzy obydwoma siatkami dla prądów wielkiej częstotliwości. W praktyce jednak wystarcza, aby oporność urojona pomiędzy tymi siatkami była dostatecznie mała. Reaktancja ta zależy od wymiarów otaczającej lampę wnęki pomiędzy siatką ekranującą i siatką czynną oraz od częstotliwości. Długość tego rezonatora jest tak dobierana, że jego częstotliwość rezonansowa przy uwzględnieniu, obciąż-

żającej pojemności $C_{S2/S1}$ wypada poniżej częstotliwości pracy stopnia. W celu uniknięcia samowzbudzenia w tym zakresie częstotliwości obwód jest tłumiony bezindukcyjnymi opornikami masowymi.

3.4. Specyficzne rozwiązania układowe wzmacniaczy i mieszaczy mocy zakresu fal decymetrowych

Przykładem rozwiązania wzmacniacza o średnim poziomie mocy wyjściowej jest opracowany przez zachodnoniemieckiego producenta /Standard Elektrik Lorenz AG/ wzmacniacz 400 W oparty na wykorzystaniu ceramicznej triody TBL 2/500 [36], [37]. Wzmacniacz ten przystosowany do wzmacniania wąskopasmowego /fali nośnej w nadajniku obrazu lub sygnału modulowanego częstotliwościowo w nadajniku dźwięku/ zaprojektowany jest w układzie o podstawie siatkowej i wymaga mocy wzbudzającej około 90 W.

Obwód siatkowy tego stopnia wykonany w postaci koncentrycznej wnęki rodzaju $3\lambda/4$. Rys. 12a przedstawia schematycznie przekrój całości obwodu, natomiast rys. 12b - uproszczony jego schemat zastępczy. Odcinek linii obciążony pojemnością katoda-siatka może być dostrojony za pomocą zmian pojemności $C1$ dokonywanych wskutek osiowego przesuwania pierścienia ślizgowego nasuwanego bardziej lub mniej na szczelinę wewnętrznej rury. Wnęka h, utworzona po wewnętrznej stronie szczeliny, jest tak zwymiarowana, że jej impedancja wejściowa widziana pomiędzy krawędziami szczeliny ma dużą wartość urojoną. Napięcie sterujące jest doprowadzone przez pojemność sprzęgającą $C2$.



Rys. 12. Obwód siatkowy wzmacniacza mocy 400 W i mieszacza mocy 40 W: a/ przekrój, b/ schemat zastępczy /dławik żarzeniowy L i gniazdo wejściowe częstotliwości pośredniej mają miejsce tylko w mieszaczu mocy/

Uwzględniając układ sprzęgający i pojemność dostrojącą, fizyczna długość rezonatora jest tak wybrana, że oporność przeniesiona układu uziemionej siatki widziana na wejściu stopnia transformuje się na 45 do 75 Ω .

W produkowanym przez tego samego wytwórcę /SEL/ nadajniku obrazu zastosowany jest system modulacji częstotliwości pośredniej, która następnie zostaje zmieszana z odpowiednią falą podnośną tak, aby produkt mieszania trafiał w pasmo żadanego kanału telewizyjnego. Niewątpliwą zaletą tego systemu [36] jest uniknięcie kosztownych filtrów wstęgi bocznej, przestrzajanych stosownie do częstotliwości pracy poszczególnych kanałów zakresu i bu-

dowanych dla dużego poziomu mocy wyjściowej, oraz zastąpienie ich stosunkowo prostym filtrem strojonym na stałej częstotliwości pośredniej przy małym poziomie mocy.

Proces mieszania w tym typie nadajnika ma więc za zadanie przetransponować częstotliwość pośrednią, zmodulowaną sygnałem obrazu $/f_p - f_w/$ - charakterystyka wstępnych sygnału częstotliwości pośredniej jest odwrócona w porównaniu do wymaganej standardem charakterystyki sygnału promieniowanego - na częstotliwość końcową $/f_n - f_w/$, co odbywa się w trakcie mieszania różnicowego z sygnałem częstotliwości podnośnej $/f_n - f_p/$.

Odpowiedni mieszacz jest zaprojektowany jako stopień średniej mocy $/40\text{ W}/$ i może być użyty tylko do sterowania wzmacniaczy liniowych wymagających stosunkowo małej mocy wzbudzającej; stanowić więc może wzbudzenie w 10 kW i 20 kW nadajnikach klistronowych [38]. Ten przestrzany w zakresie IV i V wzmacniacz powstaje w rezultacie pewnych modyfikacji wprowadzonych do omawianego poprzednio wzmacniacza mocy 400 W . Moc wyjściowa mieszacza wynosi około 40 W przy mocy wzbudzającej sygnału o częstotliwości pośredniej około 40 W i wysterowaniu sygnałem o częstotliwości podnośnej rzędu 90 W .

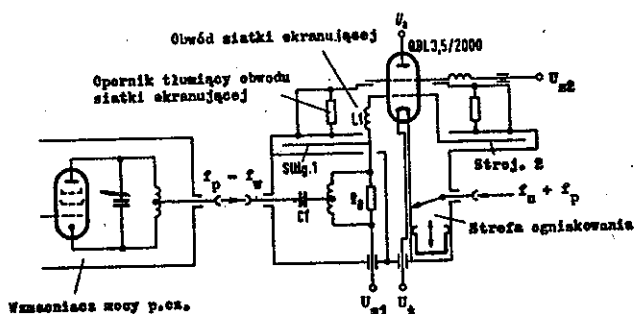
Stopień ten pracuje w układzie uziemionej siatki zarówno dla sygnału częstotliwości podnośnej, jak i dla częstotliwości pośredniej. Obwód siatkowy wykonany w postaci rezonatora węgkowego odpowiada pod względem budowy, jak i funkcji spełnianych dla częstotliwości podnośnej odpowiedniemu obwodowi wzmacniacza 400 W /rys.12/

różnica polega na wbudowaniu dławików żarzeniowych i wejściowego gniazda częstotliwości pośredniej oraz od strony anody na dołączeniu obwodu wtórnego, potrzebnego do uzyskania większej szerokości pasma, stosownie do wymagań sygnału modulowanego wizją.

Sposób doprowadzenia sygnału wzbudzającego częstotliwości pośredniej podany jest na rys. 12a. Równolegle połączone pojemności C_3 , C_{sk} i C_4 tworzą łącznie z cewką L umieszczoną w szereg z przewodami żarzenia obwód rezonansowy dla częstotliwości pośredniej, który jest tłumiony przez wejściową oporność stopnia. Pojemność C_3 i indukcyjność przewodu łączącego z C_4 działają jako filtr dla częstotliwości podnośnej.

Opisany poniżej 160 W mieszacz, o stosunkowo dużej mocy wyjściowej przy 90 W mocy sygnału podnośnego i około 40 W mocy sygnału o częstotliwości pośredniej, jest wykorzystywany jako źródło wzbudzające dla liniowego wzmacniacza mocy o poziomie wyjściowym 2 kW. Wzmacniacz ten daje się przestrajac w całym zakresie częstotliwości IV i V.

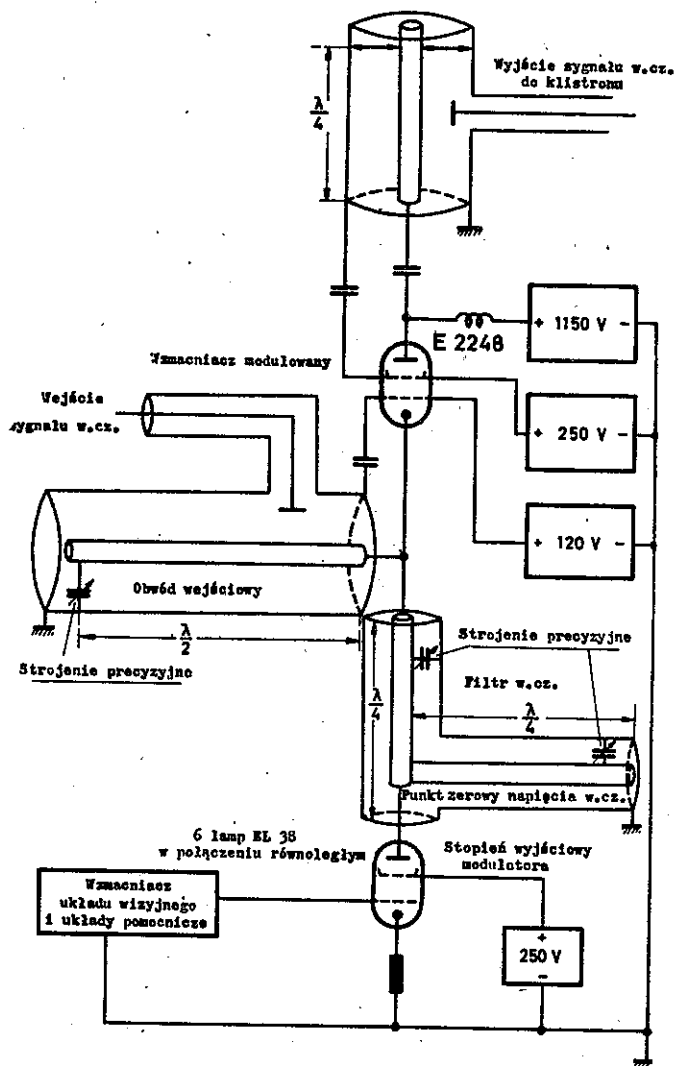
Użyta we wzmacniaczu tetroda QBL 3,5/2000 pracuje dla częstotliwości pośredniej w układzie uziemionej katody, natomiast dla częstotliwości podnośnej w układzie uziemionej siatki /rys. 13/. Ażeby wzmacniacz mógł pełnić swoje funkcje w układzie o podstawie siatkowej dla częstotliwości podnośnej, siatka czynna dla tej częstotliwości musi być uziemiona, co też realizują odcinki otwartych linii ćwierćfalowych /strojnik 2/. Rozwiązanie takie nie powoduje, praktycznie biorąc, żadnego za-



Rys. 13. Schemat obwodów wejściowych mieszacza mocy 160 W

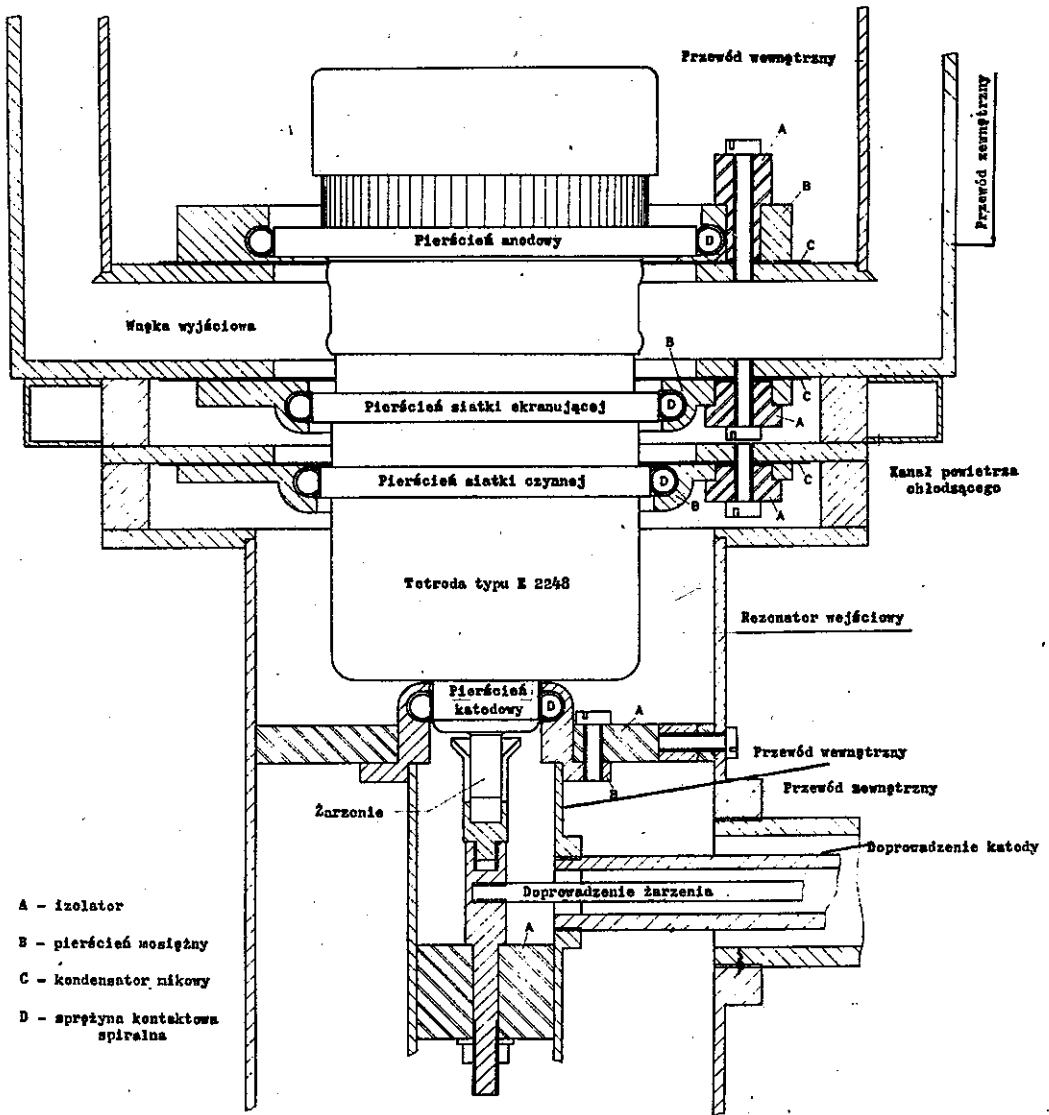
uważalnego wzrostu pojemności obciążającej siatkę lampy pracującej dla częstotliwości pośredniej w układzie o podstawie katodowej i umożliwia uzyskanie dużej wartości napięcia sterującego na siatce, przy minimalnym poborze mocy sygnału wzbudzającego o częstotliwości pośredniej.

Między lampą końcową wzmacniacza mocy pośredniej częstotliwości i siatką mieszacza znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy zamknięty na oporność $R_B = 120 \Omega$, potrzebną dla uzyskania szerokości pasma około 11 MHz. Cewka L_1 i strojnik 1 /zestrojone na środek zakresu 620 MHz/ zapobiegają przenikaniu sygnału o częstotliwości podnośnej do wzmacniacza mocy częstotliwości pośredniej. Dla częstotliwości podnośnej /układ uziemionej siatki czynnej i ekranującej /obwód siatkowy mieszacza jest wykonany jako obwód $3\lambda/4$ w postaci linii płaskiej, ukształtowanej pierścieniowo. Oddzielne zwory przewidziane do strojenia i regulacji sprzężenia są napędzane niezależnie z



Rys. 14. Schemat wzmacniacza mocy modulowanego sygnałem obrazu

jednej osi centralnej. Wejście wzmacniacza jest dopasowane do 60Ω oporności falowej kabla doprowadzającego.



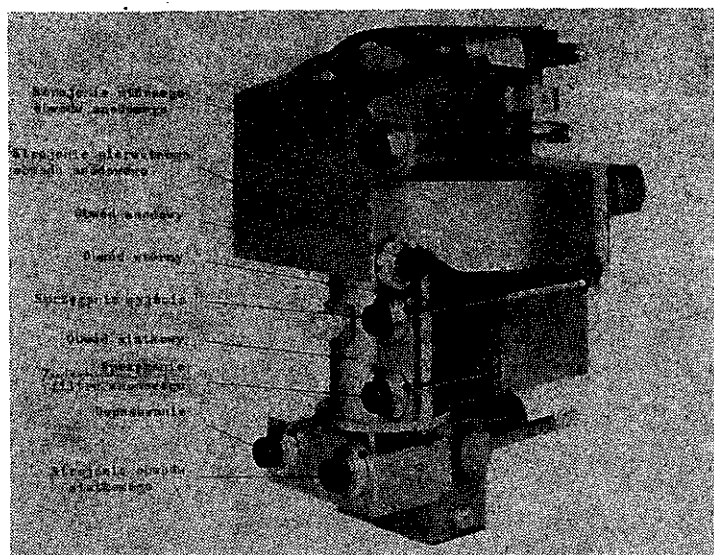
Rys. 15. Szkic konstrukcyjny tetrody typu E 2248
umieszczonej w gniazdach rezonatorów

Inne rozwiązanie wzmacniacza tetrodowego, wykonanego jako stopień, w którym częstotliwość fali nośnej jest modulowana w konwencjonalny sposób sygnałami obrazu, podane jest na rys. 14 przedstawiającym schemat układu i rys. 15 obrazującym konstrukcję obwodów.

3.5. Końcowe wzmacniacze mocy w wykonaniu tetrodowym

Przykładem wzmacniacza końcowego, stosowanego zarówno w nadajniku obrazu, jak i dźwięku dla dużego poziomu mocy wyjściowej, /stopniowanie mocy 2, 4, 10 kW/ jest opisany poniżej tetrodowy wzmacniacz liniowy, zbudowany na lampie RS 1032 C w układzie o podstawie siatkowo-ekranowej. Wzmacniacz ten przestrajany w całym zakresie IV i V może, aż do najwyższej obecnie stosowanej częstotliwości roboczej 790 MHz, oddawać moc szczytową na poziomie impulsów synchronizujących rzędu 10 kW, przy szerokości pasma 7 MHz /wzmocnienie około dwunastokrotne/.

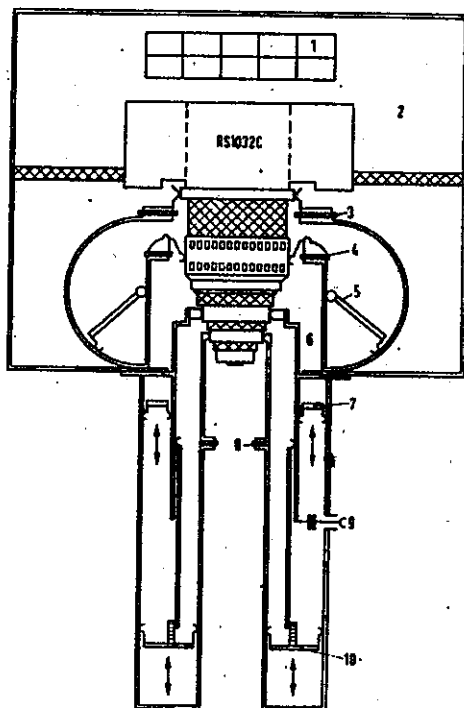
Na rys. 16 uwidocznione jest położenie organów strojeniwych i kontrolnych. Przekrój wzmacniacza pokazujący układ rezonatorów i sposób ich przestrajania, jak też regulacji sprzężeń podany jest na rys. 17. Konstrukcyjny rozdział obwodów: siatkowego i anodowego pozwala na to, aby obwód siatkowy - odcinek linii koncentrycznej $\lambda/4$ obciążony pojemnością międzyelektrodową - mógł być dopasowany do wymogów elektrycznych i eksploatacyjnych. Jego wymiary fizyczne są znacznie zredukowane dzięki zawinięciu systemu linii, widocznemu na rys. 17 w punkcie ślizgacza 10. W ten sposób strojenie i regulacja sprzę-



Rys. 16. Końcowy stopień mocy jako wzmacniacz liniowy 2, 4, 10 kW /z lampą RS 1032 C/

żenia odbywa się za pomocą dwóch niezależnych zwór, co pozwala, aby impedancja wejściowa stopnia równała się zawsze oporności kabla doprowadzającego wzbudzenie $/60\Omega/$.

Szczególna uwaga poświęcona została linearyzacji charakterystyki wzmacniacza. Jak wiadomo, we wzmacniaczach mocy przy dużych wartościachysterowania występują zniekształcenia nieliniowe zależne od wielu czynników. Przez odpowiedni wybór napięć roboczych punkt pracy lampy został tak ustalony, że charakterystyka przy małymysterowaniu /obraz szary/ jest praktycznie biorąc liniowa. Przebieg charakterystyki przy większychysterowaniach zależy od wyboru oporności pracy lampy, której wielkość z kolei określa moc strat w lampie i szerokość pasma częstotliwości, jakie ma być przenoszone przez wzmacniacz.



Rys. 17. Widok liniowego wzmacniacza końcowego 2, 4, 10 kW w przekroju

1 - kanał wywiewu powietrza chłodzącego z przegrodą tłumiącą sygnał w.c.z., 2 - komora ekranująca anodę lampy, 3 - kondensator blokujący napięcia anodowego, 4 - kondensator blokujący napięcia ekranu, 5 - skrzydełko ślizgacza strojenia obwodu anodowego, 6 - wnęka: siatka ekranująca - siatka czynna, 7 - zwora regulacji sprzężenia, 8 - kondensator blokujący napięcia katody, 9 - wejście sygnału wzбудzającego, 10 - -strojnik obwodu wejściowego

Wypozażone w odpowiednie napędy organy sprzęgające międzyobwodowe i wyjściowe umożliwiają optymalną regulację układów obwodów wyjściowych stopnia. Zniekształcenia, jakie występują przy założonej oporności obciążającej na skutek zakrzywienia charakterystyki lampy, mogą być kompensowane przez odpowiednie ukształtowanie charakterystyki stopni poprzednich w torze częstotliwo-

ści pośredniej lub wzmacniacza sygnału modulującego. Jednak optimum liniowości jest osiągalne tylko wówczas, gdy z jednej strony oporności wewnętrzne źródeł i oporność wewnętrzna układu sprzęgającego w.cz. pomiędzy anodą stopnia wzbudzającego i siatką stopnia końcowego są dopasowywane przez zmianę długości współosiowej linii łączącej, oraz z drugiej strony, gdy zwrotne oddziaływanie obwodu anodowego na obwód siatkowy zostanie zredukowane przez właściwą neutralizację stopnia /w danym przypadku przez wybór kształtu i liczby sprężyn kontaktowych w pierścieniu gniazda siatkowego/.

3.6. Wzmacniacze mocy w wykonaniu klistronowym

Przechodząc od techniki lamp typu tetredowego do klistronów, które szczegółowo zostały już omówione w rozdz. 2.2. należy mieć na uwadze niektóre istotne względy konstrukcyjne.

Obwody rezonansowe /wnęki/ we wzmacniaczach klistronowych znajdują się albo wewnątrz, albo częściowo na zewnątrz bańki próżniowej. W drugim przypadku wewnętrzna część obwodu /ograniczona izolacyjnymi pierścieniami klistronu/ jest przedłużona na zewnątrz i wyposażona w parę ruchomych ścianek przesuwanych ślizgowo w trakcie strojenia obwodu za pomocą śrubowego napędu. Ogniskowanie wiązki elektronów wymaga obwodów magnetycznych, które są zasilane z jednego lub szeregu źródeł niskiego napięcia. Sprzężenie rezonatora wejściowego i wyjściowego wykonane jest za pomocą pętli sprzęgających, które dla umożliwienia doboru optymalnego dopasowania można obra-

cać o 90° . W celu uzyskania wymaganej szerokości pasma rezonatory pośrednie i ewentualnie rezonator wejściowy są strojone na różne częstotliwości rezonansowe. Problem ten jest wnikliwie rozpracowany teoretycznie [31]. Wymienione trzy rezonatory mogą być obciążane dodatkowo przez dołączone z zewnątrz oporniki absorpcyjne.

Zarówno w układach klistronowych, jak i w tetrodowych jest rzeczą istotną zapewnić niezawodność styków, które muszą mieć małą oporność i znikomą indukcyjność. Niezawodne kontakty /styki/ muszą być zapewnione zarówno pomiędzy elementami ślizgowymi obwodów, jak też w gniazdach lampowych. Kontakty takie mają zazwyczaj kształt sprężyn wielopalcowych wykonywanych z miedzi berylowej. Sprężyny kontaktowe bywają wykonywane także w postaci spiral. Oczywiście takie rozwiązanie jest do przyjęcia tylko w przypadkach, gdy powierzchnie kontaktujące mają kształt kołowy, cylindryczny.

W tabelicy 3 zestawione są najistotniejsze dane zebrane w okresie próbnej eksploatacji trójwzniekowego klistronu, zainstalowanego w nadajniku stacji Crystal Palace.

W nadajniku dźwięku użyta została, stosownie do normy CCIR, modulacja częstotliwościowa. Prowizoryczny charakter aparatury wykorzystanej do celów doświadczalnych tłumaczy niską wartość współczynnika szumów.

Na rysunku 18 pokazana jest charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa ww nadajnika, odpowiadającego wymaganiom CCIR. Rys. 19a przedstawia widok ogólny, rys. 19b schemat blokowy i wreszcie rys. 19c rozplanowanie całości urządzenia.

Zestawienie wyników pomiarów przeprowadzonych na nadajniku
V zakresu BBC Crystal Palace w Londynie /standard 625-
-liniowej telewizji/

N a d a j n i k o b r a z u	
Częstotliwość	654,25 MHz
Moc szczytowa	10 kW /na poziomie synchroni- zacji/
Pobór mocy	nadajnik ok. 45 kW, urządze- nia chłodzące 5 kW
Charakterystyka mierzo- na na wyjściu diplek- sera	$\pm 0,5$ dB do 2 MHz ± 1 dB do 4 MHz - 2 dB przy 4,8 MHz - 3 dB przy -0,75 MHz rezonator wejściowy tłumiony środkowy rezonator odstrojony
Charakterystyka impul- sowa	czas narastania lub opadania 0,16 μ sek
N a d a j n i k d ź w i ę k u	
Częstotliwość	659,75 MHz
Modulacja częstotliwo- ściowa	maks. dewiacja 50 kHz
Moc wyjściowa	2 kW - otrzymana przy obniżo- nym napięciu wiązki
Charakterystyka często- tliwościowa	$\pm 0,5$ dB w granicach 60 Hz do 10000 Hz, opadająca na 1,3 dB przy 15000 Hz

Zniekształcenia nieliniowe	mniejsze od 0,8% w pasmie częstotliwości 60 Hz do 5000 Hz i poniżej 1,3% przy 15000 Hz.
Szum	- 43 dB odniesione do dewiacji 50 kHz przy cz. sygnału modulującego 1000 Hz
Stabilność częstotliwości	$\pm 20 \cdot 10^{-6}$

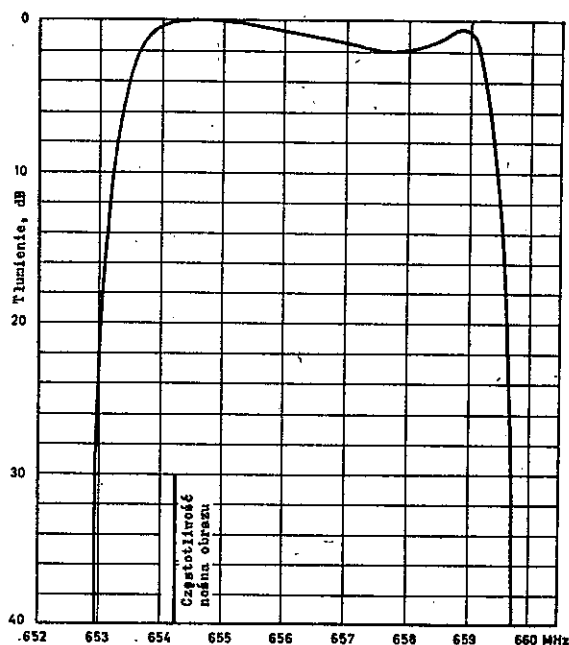
W celu powiększenia szerokości pasma w nadajniku obrazu zastosowano następujące środki:

- a/ tłumienie mocy pomiędzy wzmacniaczem modulewanym i wejściowym rezonatorem wzmacniacza klistronowego /ok. 6 dB/;
- b/ przesunięcie częstotliwości rezonansowych rezonatorów pośrednich;
- c/ tłumienie wejściowego rezonatora;
- d/ tłumienie pośrednich rezonatorów.

4. ANTENY I LINIE PRZESYŁOWE WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

4.1. Anteny [11], [12], [13]

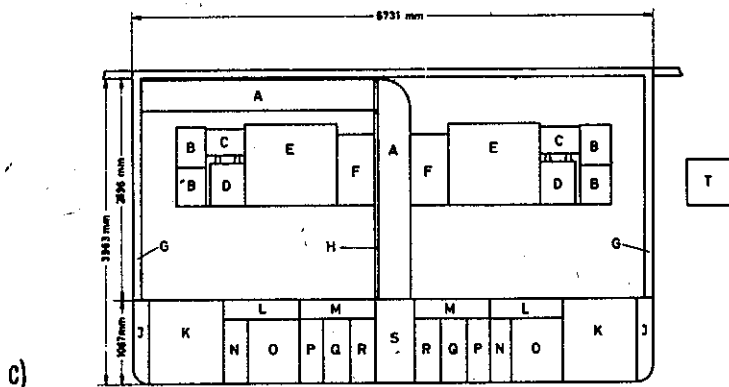
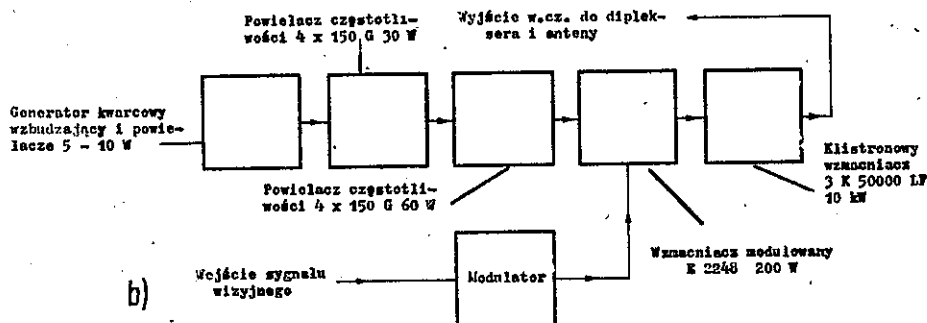
Przy tak małych długościach fal, jakie odpowiadają zakresom IV i V, możliwe jest osiągnięcie dużych zysków antenowych /do ok. 25/ przy zachowaniu jeszcze sensownych wymiarów anten. Wprawdzie jest możliwe dalsze pod-



Rys. 18. Charakterystyka przenoszenia wstęp bocznych całości nadajnika zmierzona na wyjściu dipleksera /dla standardu telewizji 625-liniowej/

noszenie zysku przez jeszcze lepszą koncentrację promieniowanej wiązki, jednak należy się liczyć z niebezpieczeństwem wahań natężenia pola w miejscu odbioru, jakie mogłyby wówczas wystąpić na skutek ugięć masztu antenowego czy wieży, w czasie silnych wiatrów. Według szeregu autorów przy bardzo sztywnych konstrukcjach masztów można by stosować wartości zysków antenowych rzędu 50, a nawet 60 [27], [28].

W zastosowaniach do telewizji zakresów IV i V spotykane są w zasadzie trzy rodzaje anten: anteny spiralne,



Rys. 19. Nadajnik 10 kW zakresu fal decymetrowych produkcji EMI zainstalowanego na stacji BBC w Crystal - Palace: a/ widok ogólny /na pierwszym planie wzmacniacz klisonowy toru dźwięku/, b/ schemat blokowy, c/ plan sytuacyjny

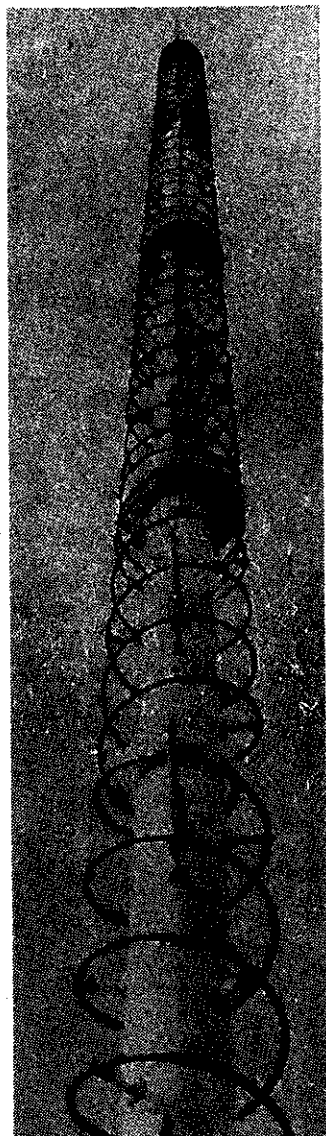
A - komora nawiewu powietrza chłodzącego, B - dławik, C - źródło wysokiego napięcia, D - kondensatory, E - prostownik wysokiego napięcia dla prądu wiązki, F - transformator wysokiego napięcia dla prądu wiązki, G - drzwi, H - ścianka rozdzielająca nadajniki: obrazu i dźwięku, I - urządzenia blokady mechanicznej, K - wzmacniacz klisonowy, L - główny wyłącznik wysokiego napięcia dla prądu wiązki /2 stopniowy/ i źródło napięcia ogniującego, M - źródło wysokiego napięcia średniej mocy, N - modulator, O - wzmacniacz w.cz., P - stabilizator napięcia, Q - źródło wysokiego napięcia małej mocy, R - tablice rozdzielcze prądu zmiennego, S - urządzenia sterowniczo-blokadowe, T - automatyczny regulator napięcia

głównie na terenie Anglii i częściowo w Stanach Zjednoczonych, anteny szczelinowe w Stanach Zjednoczonych i anteny dipolowe wykonywane w postaci złożonej z pół jednostkowych - głównie na terenie NRF.

Zasilanie anten spiralnych i szczelinowych oparte jest na zasadzie fali bieżącej. Anteny te są wykorzystywane głównie jako anteny o dookólnych charakterystykach promieniowania. Anteny dipolowe nadają się w szczególności do uzyskiwania charakterystyk kierunkowych o założonych z góry kształtach dostosowanych do potrzeb pokrycia.

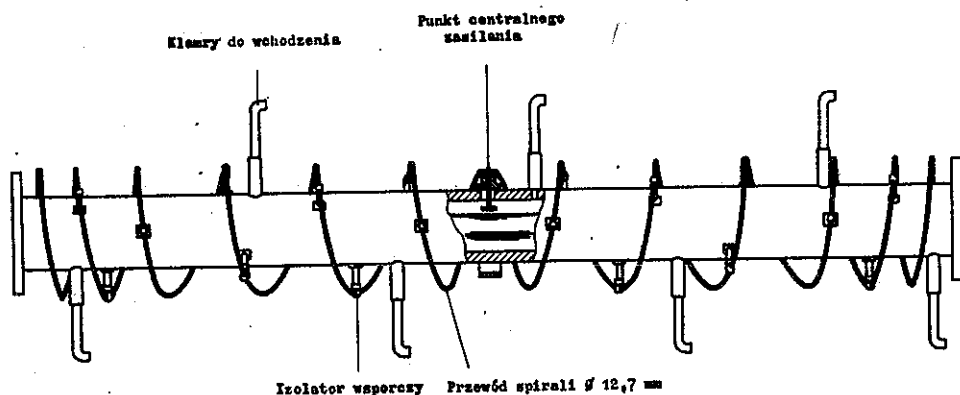
4.4.1. Anteny spiralne /helikoidalne/

Antena spiralna składa się w swej istocie ze spirali cylindrycznej o wielu zwojach. Długość elektryczna każdego zwoju wynosi dwie długości fali /przy szybkości rozchodzenia się fali wewnątrz spirali/. Antena spiralna opisana jako przykład /rys. 20/ składa się z czterech segmentów. Każdy z segmentów spirali ma dwanaście zwojów i liczy w kierunku osiowym pięć długości fali. Wypadkowa polaryzacja jest horyzontalna. Zysk mocy poszczególnych segmentów wynosi 5, wobec czego całkowity zysk anteny wynosi 20. Każdy z segmentów zasilany jest w jednym tylko punkcie umieszczonym w środku długości spirali. Tłumienie na jeden zwój wynosi około 4 dB, stąd moc jaka dociera do końca spirali, jest stłumiona o 24 dB; umieszczanie jakiegokolwiek izolatora na końcu spirali jest niepotrzebne. Końce spirali są więc meta-



Rys. 20. Antena helikoidalna /BDC/
/długość osiowa przy 654 MHz ok. 4 m/

licznie połączone ze środkowym masztem wsporczym. Sześć zwojów spirali po jednej stronie punktu zasilania jest wykonane jako spirala prawoskrętna, sześć po drugiej stronie jako spirala lewoskrętna. Taki układ zapewnia bardzo małą składową pola promieniowanego o polaryzacji pionowej. Obie części spirali są zasilane pojemnościowo we wspólnym punkcie ich rozgałęzienia. Segmenty anteny mocowane są do centralnego masztu za pomocą izolacyjnych wsporników, wykonanych z polite-trafluoroetylem i rozstawionych co 135° . Każdy odcinek wykonany jest z pręta miedzianego o średnicy 1,27 cm. Poszczególne segmenty są zasilane za pomocą linii koncentrycznej o średnicy zewnętrznej 12,7 cm i wewnętrznej 6,35 cm. Impedancja wejściowa w punkcie zasilania segmentu wynosi około 110Ω . Zatem przy mocy wyjściowej nadajnika 10 kW w punkcie tym panuje napięcie około 300 V. Szczegóły techniczne anteny spiralnej pokazane są na rys. 21.



Rys. 21. Segment anteny helikoidalnej

Charakterystyka promieniowania opisanej anteny w płaszczyźnie poziomej ma kształt kołowy z tolerancją $\pm 1,5$ dB, przy czym szerokość pasma wynosi 10 MHz. /Za pomocą izolatorów ćwierćfalowych rozłożonych wzdłuż spirali można osiągnąć pewne odkształcenie kierunkowe charakterystyki; jednak kształt charakterystyki może być wówczas dobierany tylko eksperymentalnie/. Rozwartość wiązki promieniowanej w płaszczyźnie pionowej wynosi $3,5^\circ$, liczona do spadku mocy o 3 dB.

Środkowy maszt wsporczy jest wykonany z rury stalowej o przekroju około 16,5 cm. Jest on obliczony w taki sposób, aby kąt odchylenia stycznej w środku anteny przy parciu wiatru 146 kg/m^2 wynosił $0^\circ 33'$. Odpowiada to odchyleniu wierzchołka anteny o 8,1 cm. Poszczególne segmenty o długości 2,3 m łączone są wzajemnie za pomocą kołnierzy. Całkowita wysokość anteny wynosi 9,8 m, całkowity ciężar około 1,1 t.

Wewnętrzne końce spirali są połączone ze sobą, zewnętrzne natomiast, jak wspomniano, są związane z masztom wsporczym. W celu odciążenia anteny dolny koniec spirali może być izolowany od masztu i zasilany prądem 50 Hz, przy czym prąd o natężeniu 500 A przy napięciu 10 V jest wystarczający, aby podnieść temperaturę spirali o 20°C .

Wewnętrzny przewód linii koncentrycznej $\varnothing 6,3 \text{ cm}$ jest wspierany na obu końcach przez dyskowe izolatory wykonane z politetrafluoroetyleny. Strojnik zwarty ze ślizgowym kontaktem, położony w odległości ćwierci długości fali powyżej najwyższego punktu zasilania, jest wykorzystywany do kompensowania odkształceń termicznych.

Antena spiralna nadaje się do łatwego nachylania promieniowanej wiązki, jak też wyrównywania spadków mocy w kierunkach zerowych. Nachylanie wiązki bez wyrównywania zerowych kierunków charakterystyki jest uzyskiwane za pomocą stopniowego przesuwania fazy prądów w następujących po sobie kolejnych punktach zasilania. Efekt ten może być także osiągnięty przez mechaniczny obrót segmentów anteny. Tak np. obrót kolejnych segmentów o 8° powoduje nachylenie wiązki o $0,5^{\circ}$. Wyrównywanie zerowych miejsc charakterystyki jest uzyskiwane bądź przez zmianę amplitudy, bądź przez zmianę fazy prądów w segmentach anteny; można również wprowadzać równoczesną zmianę obu parametrów.

Impedancja wejściowa całej anteny zachowuje wartość stałą w pasmie częstotliwości sygnałów obrazu. Maksymalny współczynnik fali stojącej w linii zasilającej nie przekracza $1,06 : 1$.

4.1.2. Anteny szczelinowe [15], [16]

Innym typem anteny, stosowanym w zakresie fal decymetrowych, jest antena szczelinowa, oparta na zasadzie Babinet'a. Elementem promieniującym w tym przypadku jest utworzona w płaszczyźnie metalicznej szczelina, której długość w ogólności równa jest połowie długości fali. Taka szczelina wykonana w cylindrze wykazuje właściwości radiatora promieniującego dookoła, o ile średnica cylindra nie jest większa od 0,1 długości fali, w przeciwnym bowiem przypadku charakterystyka promieniowania traci symetrię. Aby otrzymać kołowy kształt charakterystyki promieniowania o płaszczyźnie poziomej, przy istotnym jednocześnie zogniskowaniu wiązki w płaszczyźnie pionowej, niezbędne jest umieszczenie wielu szczelin wzdłuż i na obwodzie prowadnicy falowej, mającej zazwyczaj przekrój kołowy lub ośmiokątny. Wyprodukowana przez RCA ośmiokątna antena szczelinowa o długości około 6,12 m /20 stóp/ zawiera osiem rzędów szczelin, po 24 wzajemnie poprzesuwane szczeliny w rzędzie.

4.1.3. Dipolowe pola jednostkowe [9], [11], [12], [13], [28]

Normalną drogą do uzyskania promieniowania kierunkowego jest stosowanie płaszczyzn utworzonych z dipoli wykonywanych częstokroć w formie pól jednostkowych, zawierających po osiem poziomo spolaryzowanych dipoli całofalowych. Dipole te są zasilane w punktach węzłowych prą-

du w taki sposób, że chwilowe prądy we wszystkich dipolach mają ten sam kierunek i fazę. Promieniowanie poszczególnych dipoli dodaje się wówczas w kierunku prostopadłym do płaszczyzny dipoli. Pola jednostkowe mogą być wykorzystywane w sposób odpowiedni do uzyskania żądanej formy charakterystyki promieniowania o różnorodnych kształtach dopasowanych do potrzeb pokrycia terenów o najbardziej zróżnicowanych konturach. Dla zilustrowania anteny tego typu, poniżej będą przedstawiane niektóre dane anteny produkowanej dla IV zakresu przez jedną z firm zachodnoniemieckich.

Jednostkowe pole anteny składa się z ośmiu parpoziomo spolaryzowanych dipoli półfalowych, zmontowanych przed metalową powierzchnią cylindryczną służącą jako reflektor. Środkowy punkt każdego dipola /węzeł napięcia/ związany jest z powierzchnią lustra za pomocą metalowego wspornika, natomiast jeden z końców jest zasilany napięciem w odpowiedniej fazie. Wskutek stosunkowo małej smukłości dipoli cały zakres IV fal decymetrowych od 470 do 585 MHz może być pokryty za pomocą jednego typu anteny. Opisane pole jednostkowe pokryte jest powłoką z materiału plastycznego zapobiegającą tworzeniu się sadzi i oblodzenia.

Zysk pola jednostkowego w środku pasma częstotliwości i w głównym kierunku promieniowania wynosi 14,2 dB /zysk mocy około 25-krotny/ w stosunku do pojedynczego dipola prostego bez reflektora. Szerokość kąta promieniowanej wiązki w kierunku płaszczyzny pionowej wynosi 13° , natomiast w kierunku płaszczyzny poziomej około

58°. Skojarzenie większej liczby pól jednostkowych w tej samej płaszczyźnie powoduje zwiększenie zysku o 3 dB przy każdorazowym podwojeniu liczby dipoli. Stosunek mocy promieniowanych w kierunkach do przodu i do tyłu wyraża się liczbą 23 dB. Cztery pola jednostkowe, z których każde zorientowane jest w jednym z czterech kierunków prostopadłych do ścian czterościennej wieży, wytwarzają pole o charakterystyce zbliżonej do koła i zysku około 7,8 dB /zysk mocy wynosi około 6/.

4.2. Linie przesyłowe wielkiej częstotliwości [17]

4.2.1. Linie koncentryczne i falowody

Ze względu na większe straty dielektryczne linie zasilające typu koncentrycznego i kable nie są zalecane do użycia w górnym krańcu zakresu V przy mocach przekraczających około 25 do 30 kW. W przeciwieństwie do tego falowody mogą być stosowane już w IV zakresie częstotliwości dla mocy rzędu 100 kW.

Dla optimum mocy falowód nie powinien być wykorzystywany w pasmie częstotliwości zbyt bliskim częstotliwości granicznej tak, że różne wymiary są potrzebne dla pokrycia całego zakresu fal decymetrowych. Jako materiał na falowody wykorzystywana jest z racji dobrej przewodności miedź lub aluminium. W porównaniu z miedzią zastosowanie aluminium daje pięciokrotną obniżkę kosztów materiałowych, uzyskaną za cenę wzrostu tłumienia w stosunku 1,3 : 1.

Dla równoważnego zachowania się pod względem elektrycznym /tj. jednakowego tłumienia i w przybliżeniu tej samej częstotliwości granicznej/ rozstrzygającym czynnikiem jest obwód falowodu. Falowody o przekroju kołowym nie są zazwyczaj stosowane ze względu na możliwość skręcania płaszczyzny polaryzacji.

Na terenie Stanów Zjednoczonych i w krajach kontynentu europejskiego stosowane są zazwyczaj falowody o przekroju prostokątnym, na terenie Anglii opracowany został typ falowodu eliptycznego. Falowód eliptyczny ma zaletę większej sztywności i wytrzymałości mechanicznej w porównaniu z równoważnym mu pod względem elektrycznym falowodem prostokątnym o tej samej grubości ścianki. Z tego względu ten typ falowodu jest bardziej ekonomiczny.

Rury o przekroju eliptycznym dają się przeciągać, co w następstwie daje poprawę jednorodności kształtu i oszczędności kosztów w porównaniu z falowodami prostokątnymi.

Właściwości falowodów tego typu ilustruje przykład urządzenia na stacji BBC w Londynie /Crystal Palace/. Falowód tam zainstalowany jest wykonany ze stopu aluminium. Wielka oś przekroju eliptycznego ma 12" /306 mm/ długości, a oś mała 6" /153 mm/. Graniczna częstotliwość dla drgań rodzaju H_{10} wynosi 58 MHz, a tłumienie obliczone dla częstotliwości 654 MHz powinno wynosić 0,16 dB /100 stóp - wartość zmierzona jest 0,18 dB /100 stóp, czyli 6 dB/km/. Falowód o takich wymiarach jest polecany dla zakresu częstotliwości od 800 do 1100 MHz, stosowany był

jednak i przy mniejszych częstotliwościach. Elementy konstrukcyjne o grubości ścianki $1/8"$ /około 3 mm/ mogą być wykonywane w odcinkach długości 60 stóp /około 18,4m/, ze względów praktycznych stosowane są jednak odcinki krótsze o długości 11 stóp /3,37 m/ zakończone kołnierzami umocowanymi za pomocą żywicy epoksydowej. Kołnierze te są ponadto fikсовane odpowiednimi klinami i uszczelniane. Ostatni odcinek falowodu wyposażony jest w przejście na linię antenową współosiową.

Typowe dane falowodu wykonanego z aluminium są zestawione w tablicy 4.

T a b l i c a 4

Częstotliwości graniczne i zakresy pracy niektórych typów falowodów aluminiowych

Wymiar osi głównej mm	Wymiar poprzecz- ny mm	Grubość ścianki mm	Zakres czę- stotliwości MHz	Częstotliwość graniczna MHz
456	228	6,35	480 - 730	392
382	191	4,75	580 - 880	469
306	153	3,25	800 - 1100 ^{1/}	587

Tablica 5 podaje obliczone tłumienia w dB/km dla eliptycznego falowodu o wymiarach $12" \times 6"$. Dla porównania podano również w dB/km tłumienia linii zasilającej

^{1/} Zastosowany w celach doświadczalnych do przesyłu częstotliwości 654 MHz wykazał tłumienie około 6 dB/km.

współosiowej /tabl. 6/ wg katalogu firmy amerykańskiej.

T a b l i c a 5

Tłumienie 12,6-calowego falowodu obliczone w zależności od częstotliwości

Częstotliwość MHz	654	800	900	1000	1100
Tłumienie dB/km	5,23	3,15	2,56	2,3	2,1

T a b l i c a 6

Tłumienie /w dB/km/ kabli koncentrycznych produkcji amerykańskiej

Częstotliwość	Typ kabla			
	3,5 calowy powietrzny 51,5Ω	6,5 calowy powietrzny 51,5Ω	3,5 calowy "Styrol/roflex" ^{1/} 50Ω	6,5 calowy "Styrol/roflex" ^{1/} 50Ω
500	8,18	3,92	12,10	5,58
600	8,83	4,25	12,42	5,88
700	9,48	4,57	13,42	6,54
800	10,14	5,23	14,72	7,20
900	10,80	6,22	15,68	7,84

^{1/} Kabel w.cz., w którym izolatorem jest głównie powietrze; centrowanie za pomocą spirali z taśmy polistyrenowej.

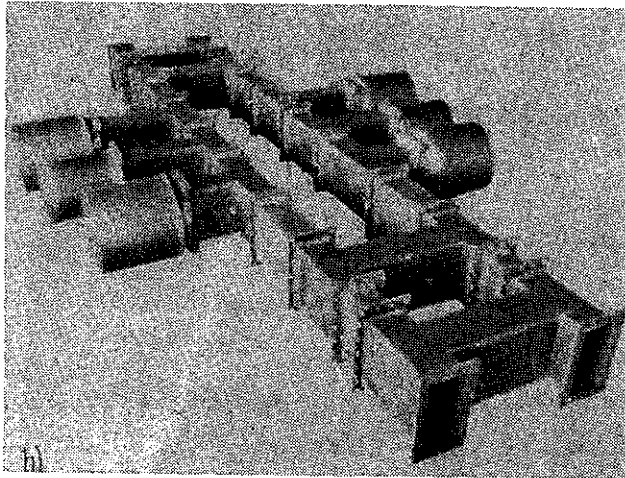
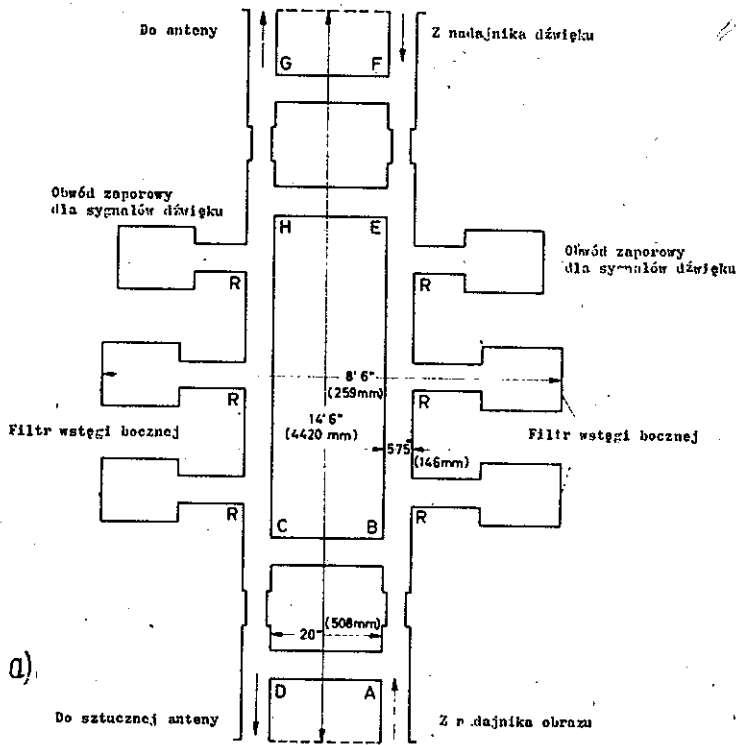
4.2.2. Linie przesyłowe wykorzystujące fale powierzchniowe [17], [18], [19]

Inny system zasilania anten jest za pomocą linii Goubau, w której energia wielkiej częstotliwości przenoszona jest wzdłuż pojedynczego przewodu otoczonego bezstratnym materiałem izolacyjnym /jak polietylen, polistyren, politetrafluoroetylen itd/. Wprowadzenie fali powierzchniowej na linię Goubau po stronie nadajnika i odprowadzenie z linii do anteny odbywa się za pomocą sprzęgających różków metalowych. System ten jest bardzo korzystny ze względu na niskie koszty i szczególnie nadaje się do celów eksperymentalnych w początkowych stadiach instalowania anten, a także jako linia rezerwowa. Dotychczasowe dane eksperymentalne nie wystarczają jednak jeszcze, aby móc orzec czy system ten nadaje się do wykorzystania w głównej linii zasilającej; linia taka bowiem jest z natury poddana działaniom wpływów atmosferycznych i wydaje się być uzależniona szczególnie od stanu oblodzenia. Instalacje tego rodzaju pracują już jednak od kilku lat na terenie NRF, głównie w II zakresie radiofonicznym fal metrowych. Ponieważ wymiary i cena sprzęgających urządzeń różkowych istotnie maleją ze wzrostem częstotliwości, niewątpliwie będą prowadzone dalsze doświadczenia nad zastosowaniem linii Goubau do eksploatacji w zakresach IV i V fal decymetrowych.

5. FILTERPLEKSER

Filterplekser jest urządzeniem powstałym z połączenia dipleksera oraz filtru wstęgi bocznej. Zarówno rezonatory filtru wstęgi bocznej, jak i dipleksera muszą mieć bardzo wysoki współczynnik dobroci $/Q/$ i znacznie większą aniżeli w zakresach I i III stabilność częstotliwości, aby mogły spełnić wymagania nałożone dla sygnału wizyjnego przez standard CCIR. Dla przykładu, jeżeli wartość dobroci obciążonego obwodu, wymagana na częstotliwości 600 MHz, ma wynosić około 600 dla uzyskania w pasmie o szerokości 1 MHz siódła o głębokości 3 dB, to odpowiada to dobroci obwodu nieobciążonego kilku tysięcy. W celu uzyskania dużego nachylenia zboczy charakterystyki rezonansowej /tj. po stronie kanału sąsiedniego dolnego i po stronie sygnału dźwięku/ termiczna stabilność rezonatorów zaporowych dla sygnałów dźwięku i przynajmniej jednej pary rezonatorów dla wstęgi tłumionej musi być utrzymana tak wielka, jak tylko jest to możliwe. W aparaturze wzmiankowanego poprzednio nadajnika w Crystal Palace temperatura omawianych rezonatorów jest utrzymywana za pomocą wodnego chłodzenia w granicach ± 1 C. Na rys. 18 pokazana jest charakterystyka częstotliwościowa zdjęta dla całości urządzenia wyposażonego w filterplekser omówionego typu.

Wymiary filterpleksera są odwrotnie proporcjonalne do jego częstotliwości pracy, co oznacza, że filterplekser na zakres fal decymetrowych /rys. 22a i 22b jest znacz-



Rys. 22. Filterplekser /BBC/: a/ schemat elektryczny, b/ widok zewnętrzny konstrukcji

nie mniejszy aniżeli odpowiedni filterplekser zaprojektowany na zakres I lub III. Ponieważ straty w falowcach są istotnie mniejsze w porównaniu ze stratami występującymi w liniach współosiowych, zastosowanie filterpleksera takiego typu w urządzeniu przeznaczonym do mocy rzędu 100 kW wydaje się uzasadnione.

6. WNIOSKI

Wymaganie większej mocy promieniowanej skutecznie w zakresach fal decymetrowych IV i V aniżeli w zakresach fal metrowych I i III wypływa z gorszych warunków propagacji w tych zakresach częstotliwości. Różnicę można wyrazić w ten sposób, że 100 kW mocy promieniowanej w zakresach I i III odpowiada 1000 kW w zakresach IV i V /patrz tabl. 7/.

Przeprowadzone powyżej rozważania nad antenami prowadzą do wniosku, że liczbę 25 należy traktować jako przypuszczalną wartość graniczną zysku dla systemów promieniujących dookoła w zakresach fal decymetrowych. Straty linii zasilającej mogą być oszacowane okrągło na około 20% mocy wypromieniowanej. W ten sposób otrzymuje się moc wyjściową nadajnika 50 do 100 kW, konieczną do uzyskania mocy promieniowanych rzędu 1 do 2 mW. Przy użyciu dostępnych dzisiaj na rynku tetrod i klustronów wyjściowa moc nadajnika 10 kW jest osiągalna bez trudności, jak również moc 20 kW można osiągnąć przy równoległej pracy dwóch nadajników.

W sieci nadawczej zachodnoniemieckiej, zrealizowanej

T a b l i c a 7

Porównanie warunków eksploatacji stacji zakresu V
/600 MHz/ o mocy promieniowanej 1000 kW i stacji
I zakresu /50 MHz/ o mocy promieniowanej 100 kW

	Zakres I 50 MHz	Zakres V 600 MHz	Względny zysk lub tłumienie dla zakresu V w dB
Moc promieniowana nadajnika	100 kW	1000 kW	+ 10
Współczynnik odpowiadający długości skutecznej anteny odbiorczej	-	-	- 22
Zysk anteny odbiorczej	3 dB	8-12 dB	+ 7 /średnio/
Współczynnik szumów odbiornika	6-8 dB	12-16 dB	- 7 "
Tłumienie kabla antenowego i tłumienie niedopasowane	2 dB	5 dB	- 3
		Razem	- 15 dB /średnio/

U w a g i.

a. Współczynnik związany z długością fali /długością skuteczną anteny odbiorczej/: wartość sygnału na zaciskach półfalowego dipola jest proporcjonalna do długości fali, co daje współczynnik - 22 dB.

b. Współczynnik szumów: współczynnik szumów dobrego odbiornika handlowego na zakres IV/V wynosi około 14 dB.

można jednak osiągnąć polepszenie tego współczynnika do 8 dB, jeśli się zastosuje bezszumny stopień wejściowy w.cz. W tablicy podana jest wartość bardziej bezpieczna - 12 - 16 dB.

c. Wartości natężenia pola i czynniki warunkujące odbiór obrazu w różnych zakresach częstotliwości podaje literatura [30].

d. Porównanie nadajnika BBC Crystal Palace w Londynie. Całkowite straty w filterplekserze i falowodzie wynoszą około - 1,5 dB. Przy zysku anteny nadawczej 20 i mocy wyjściowej nadajnika 10 kW moc promieniowania wynosi 143 kW, czyli szacowane straty w porównaniu ze 100 kW mocy promieniowanej w zakresie I wynoszą -23,5 dB. Przy użyciu falowodu o większym przekroju straty będą bardzo zredukowane.

dla drugiego programu, zainstalowany już jest szereg nadajników IV zakresu o mocach od 2 do 20 kW [20]. Nadajniki 20 kW zaprojektowane są z wykorzystaniem dwóch tetrod 10 kW pracujących w układzie mostkowym lub dwóch 10 kW klustronów czterowętkowych w układzie równoległym. Istnieją również przykłady rozwiązań z kombinacją czterech wzmacniaczy końcowych. W rozwiązaniu amerykańskiej firmy GEC wykorzystano cztery klustrony połączone równolegle dla uzyskania mocy wyjściowej 12 kW, natomiast firma Siemens & Halske wyprodukowała nadajnik z podwójnym układem mostkowym, zawierającym cztery tetrody 2,5 kW we wzmacniaczu końcowym [10].

Tym sposobem powstaje możliwość /ze względu na dostępne lampy/ wprowadzenia do linii antenowej mocy 10, 20 i 40 kW, co odpowiadałoby mocy wypromieniowanej 0,2, 0,4 i 0,8 mW.

Z chwilą zbudowania klistronu 50 kW dla zakresów IV/V rozwiązana zostanie kwestia uzyskania mocy promieniowanej 1 mW przy użyciu jednego klistronu i 2 mW przy wykorzystaniu dwóch klistronów połączonych równolegle. Klistrony tej kategorii mocy są już produkowane w Stanach Zjednoczonych, chociaż nie na telewizyjne zakresy częstotliwości /np. klistron czterownikowy typu 4 KM 170000 LA, pokazany na rys. 5, przeznaczony do pracy w zakresie częstotliwości pomiędzy 300 i 500 MHz/. Jednak przy tak dużych mocach i wartościach zysków należy się liczyć z niestabilnością, szczególnie w zakresie wyższych częstotliwości zakresu V, które mogą być spowodowane przypadkowymi sprzężeniami zwrotnymi pomiędzy zewnętrznymi wnękami. Z tego względu bardziej korzystne przy większych mocach mogą okazać się klistrony z wewnętrznymi wnękami. Klistrony takie odznaczają się ponadto wytrzymałą konstrukcją mechaniczną wynikającą z tego, że korpus wykonany jest całkowicie z metalu.

Ze względu na niedostatek kanałów telewizyjnych w zakresach fal metrowych I i III dalsze programy telewizyjne muszą być realizowane w zakresach IV i V. Wydaje się, że normalizację podstawowych parametrów standardu telewizyjnego na terenie międzynarodowym w większości krajów europejskich można już traktować jako fakt dokonany. Za podstawę przyjęto wskaźniki standardu CCIR tele-

wizji 625-liniowej z negatywną modulacją sygnałów obrazu i częstotliwościową modulacją sygnałów dźwięku, przy stosunku mocy nadawanych w torze dźwięku i obrazu nieprzekraczającym 1 : 5. W celu ujednolicenia rozkładu kanałów w zakresach IV i V w systemach użytkowych na terenie krajów Europy zachodniej i wschodniej ujednolicono szerokość kanału telewizyjnego wielkiej częstotliwości na 8 MHz.

Na terenie Anglii Brytyjski Doradczy Komitet Telewizyjny zalecił przyjęcie standardu telewizji 625-liniowej o szerokości kanału 8 MHz [21], z poszerzonym w stosunku do normy CCIR pasmem sygnału wizyjnego, a mianowicie z 5 MHz na 5,5 MHz i zboczem Nyquista z 0,75 MHz na 1,25 MHz. Oznacza to odstęp częstotliwości nośnych dźwięku i obrazu 6 MHz. Jeśliby zalecenia co do szerokości kanału zostały przyjęte, byłoby to korzystne z punktu widzenia poprawy jakości obrazu odbieranego, jednak dla nadajnika oznaczałoby rozszerzenie pasma sygnałów nadawanych o 1 MHz aż do wartości 6,75 MHz. Taka szerokość pasma sygnałów nie może być otrzymana ze wzmacniacza klistronowego trójwzmacniowego ani przy użyciu tetrody z pojedynczym obwodem strojonym. Czy pasmo to będzie osiągalne przy zastosowaniu klistronu czterowzmacniowego ze wzajemnie przestrojonymi rezonatorami, bądź też przy zastosowaniu pary obwodów sprzężonych na wyjściu tetrody, musi być rozstrzygnięte na drodze eksperymentalnej. Teoretycznie problem ten rozważany dla klistronu przy wyższych częstotliwościach został już w literaturze omówiony [32]. W odniesieniu do telewizji kolorowej, ze wzglę-

du na granice tolerancji dla różnicowej fazy, problem rozszerzenia pasma przy zachowaniu pełnej mocy wyjściowej staje się jeszcze trudniejszy do rozwiązania. Zaplanowane są obecnie dalsze badania mające na celu sprawdzenie charakterystyki częstotliwościowej amplitudy według zaleceń Komitetu Doradczego [21] przy użyciu wzmacniacza klistronowego 4 KM 50000 LF w zakresie V.

Wyniki badań przeprowadzonych w latach 1957-58 w dziedzinie propagacji fal decymetrowych, jak również badania porównawcze na zakresach I i V z jednej strony oraz nad systemami 405 i 625-liniowymi z drugiej strony omówione zostały szczegółowo w literaturze [29], [35].

Nowe klistrony o podwyższonej perweancji wymagają niższych napięć przyspieszających dla danych mocy wyjściowych, co redukuje w pewnym stopniu koszty źródła wysokiego napięcia. Przez perweancję rozumie się iloraz $P = \frac{I^{3/2}}{U}$, gdzie I jest prądem wiązki, a U - jej napięciem. Jeszcze ważniejsze jest to, że tłumienie wiązki w takim klistronie poprawia charakterystykę częstotliwościową.

Jakkolwiek wysoka cena odbiornika opóźni zapewne wprowadzenie telewizji kolorowej o szereg lat, konstruktorzy urządzeń nadawczych powinni brać ostatecznie to pod uwagę przewidując możliwości dołączenia ewentualnie dodatkowych jednostek. Z tego względu zasadniczo powinno być zbadane zachowanie się urządzeń przy nadawaniu sygnałów telewizji kolorowej; w szczególności pod względem różnicowego wzmocnienia i różnicowej fazy, które

powinny już odpowiadać wymaganiom przyszłościowej telewizji kolorowej.

Dotychczasowe obserwacje omówionych powyżej aspektów przeprowadzone nad wzmacniaczami klistronowymi w żadnym przypadku nie wskazują na to, aby wzmacniacze tetrodowe dużej mocy zajmowały uprzywilejowaną pozycję.

WYKAZ LITERATURY

1. W.P. Bennett: H.F. Kazanowski: One-kilowatt tetrode for UHF transmitters. Proc. Inst.Rad.Engrs. 41 /1953/, s. 13 do 19.
2. W.P. Bennett: A beam power tube for ultra-high-frequency service. RCA Rev. 16 /1955/, s. 321 do 338.
3. M.V. Hoover: Advances in the techniques and applications of very-high-power grid-controlled tubes. Proc. Inst.Electr.Engrs. Part B 105 /1958/, Supplement No 10, s. 550.
4. R. Warnecke, P Guenard: Les tubes electroniques à commande par modulation de vitesse. Gauthier-Villars /1951/.
5. D.H. Preist, C.E. Murdock, J.J. Woerner: High power klystrons at UHF Proc. Inst.Rad.Engrs. 41 /1953/, s. 20 do 25.
6. W.H. Sayer: A UHF transmitter employing klystron power amplifiers. Electrical Engng. 73 /1954/, s. 354.

7. F.A. Speaks: Power amplifier klystron for UHF transmission, Trans. Inst. Rad. Engrs., CS-4, /1956/, s. 69 do 76.
8. J. Dain: Ultra-high-frequency power amplifiers, Proc. Inst. Electr. Engrs. Part B, 105 /1958/, s. 513 do 522.
9. A. Kolarz, A. Schweisthal: Fernseh-Grosssender für die Bereiche IV/V /Haardtkopf/, Rundfunktech. Mitt. 3 /1959/, s. 29 do 39.
10. W. Kleen: Neue gittergesteuerte Röhren für UHF-Fernsehsender. Arch. Elektr. Übertrag. 13 /1959/, s. 467 do 474.
11. D.G. Fink: Television Engineering Handbook. McGraw-Hill, 1957.
12. J.D. Kraus: Antennas, McGraw-Hill, 1950.
13. R. Greif: Fernseh-Sendeantennen für die UHF-Frequenzbänder IV und V. Rohde und Schwarz-Mitt. 12 /1960/, s. 301 do 322.
14. L.O. Krause: Sidefire helix UHF-TV transmitting antenna. Electronics 24 /1951/, z. 8, s. 107 do 109.
15. J. Epstein, D.W. Peterson, O.M. Woodward: Some types of omnidirectional high-gain antennas for use at ultra-high frequencies. RCA Rev. 13 /1952/, s. 137 do 162.
16. R.J. Stegen: UHF-TV radiators using slot arrays. Electronics 26 /1953/, z. 7, s. 152 do 155.

17. H. Laub, W. Stöhr: Zuleitungen für hochbelastbare Dezimeterwellen-Antennen, Frequenz 14 /1960/, s. 142 do 155.
18. G. Goubau, C.E. Sharp: A UHF surface -wave transmission line. Proc. Inst. Rad. Engrs. 41 /1953/, s. 107 do 109.
19. F.R. Huber, H. Neubauer: Die Goubau-Leitung im praktischen Einsatz. Rohde und Schwarz - Mitt. 13 /1960/ s. 332 do 343.
20. N.N.: The television network of the Deutsche Bundespost. EBU Rev. 62 A /August 1960/, s. 169 do 170.
21. Report of the Television Advisory Committee 1960 /H.M.S.O., May 1960/.
22. U. Finkbein, J. Holle, S. Tobies: Tetroden-Fernsehsender für das Band IV/V. Elektrotechn. Z. Ausg. A 81 /1960/, s. 332 do 338.
23. A. Kolarz, A. Schweisthal: Betriebserfahrungen mit einem 10-kW-Fernsehsender im Bereich IV mit Klystron-Endstufe. Rundfunktechn., Mitt. 4 /1960/, s. 194 do 200.
24. M. Glenn, Glasford: Fundamentals of television engineering. McGraw-Hill, 1955.
25. W. Kleen: Electronics of microwave tubes. Academic Press Inc. 1958.

26. W. Schmidt: Fortschritte in der Entwicklung von Klystrons für fernsehsender im Band IV/V. Elektron Rdsch 14 /1960/, s. 422 do 423.
27. F. Gutzmann: Grenzen der Vertikalbündelung von Fernseh-Sendeantennen im Bereich IV. Elektron. Rdsch. 14 /1960/, s. 421 do 422.
28. H. Laub: Sendeantennen-Anlagen für die Fernsehbe-
reiche IV/V. Elektron. Rdsch. 14 /1960/, s. 421.
29. N.N.: Television field Trials of 405-line and 625-
line systems in the UHF and VHF Bands 1957-1958.
British Broadcasting Corporation, 1960.
30. G.F. Swann: The field strengths required for the
reception of television in bands I, III, IV and V.
Proc. Inst. Elektr. Engrs. Part B, 106 /1959/,
s. 541 do 547.
31. K.H. Kreuchen, B.A. Auld, N.E. Dixon: A study of
the broadband frequency response of the multicavity
klystron amplifier. Journal of Electronics 2 /1957/,
s. 529.
32. N.E. Dixon: Phase relationships in a stagger-tuned
klystron amplifier. Proc. Inst. Electr. Engrs.,
Part B, 105 /1958/, Supplement s. 830.
33. W. Seiffarth: Elektronenlaufzeiteffekte bei Sende-
tetroden für das Fernsehband IV/V. Arch. Elektr.
Übertr. 14 /1960/, s. 491 do 498.

34. W. Burkhardtsmater: Klystron-Fernsehsender im Frequenzbereich 470 do 790 MHz /Band IV/V/. Telefunken Z. 34 /Juni 1961/, s. 173 do 179.
35. T.S. Robson, T.M.J. Jaskolski: High-power television transmitters for bands IV and V. Proc. Inst. Electr. Engrs., Part B, 106 /1959/, s. 528 do 540.
36. H. Hornung, H. Wagenlehner: Fennsschsender für den Frequenzbereich 470-790 MHz mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz unter Verwendung von Tetroden. SEL-Nachr. 10 /1962/, z. 2, s. 61 do 69.
37. H. Neumann, H. Wagenlehner: HF-Leistungstufen für Fernschsender im Frequenzbereich 470 ... 790 MHz. SEL-Nachr. 10 /1962/, z. 2, s. 85 do 91.
38. E. Heineche, H. Hornung: Fernsehsender Band IV/V mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz. SEL-Nachr. 9 /1961/, z. 1, s. 1 do 5.

